

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

EP99/2752

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)



REC'D 01 JUL 1999	
WIPO	PCT

Bescheinigung

EJU

Die Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung eV in München/Deutschland hat eine Patentanmeldung unter der Bezeichnung

"Verfahren und Vorrichtung zum Senden von Informationssymbolen mittels einer Mehrzahl von Trägern und Verfahren und Vorrichtung zum Empfangen von Informationssymbolen"

am 18. August 1998 beim Deutschen Patent- und Markenamt eingereicht.

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

Die Anmeldung hat im Deutschen Patent- und Markenamt vorläufig die Symbole H 04 L, H 04 H und H 04 B der Internationalen Patentklassifikation erhalten.

München, den 11. Mai 1999

Deutsches Patent- und Markenamt

Der Präsident

Im Auftrag

Nietiedt

Aktenzeichen: 198 37 426.7

SCHOPPE & ZIMMERMANN

München

PATENTANWÄLTE

European Patent Attorneys
European Trademark Attorneys

Fritz Schoppe, Dipl.-Ing.
Tankred Zimmermann, Dipl.-Ing.

Telefon/Telephone 089/790445-0
Telefax/Facsimile 089/790 22 15
Telefax/Facsimile 089/74996977
e-mail 101345.3117@CompuServe.com

Schoppe & Zimmermann · Postfach 710867 · 81458 München

**Fraunhofer-Gesellschaft
zur Förderung der
angewandten Forschung e. V.
Leonrodstraße 54
80636 München**

**Verfahren und Vorrichtung zum Senden von Informationssymbolen
mittels einer Mehrzahl von Trägern und Verfahren und
Vorrichtung zum Empfangen von Informationssymbolen**

Postanschrift / Mail address: Postfach / P.O. Box 710867, 81458 München
Kanzleianschrift / Office address: Irmgardstraße 22, 81479 München
Bankverbindung / Bankers: Hypo-Bank Grünwald, Kontonummer 2960 155 028 (BLZ 700 200 01)
Postgiroamt München, Kontonummer 315 720-803 (BLZ 700 100 80)
USt-Id Nr. / VAT Registration Number DE 130575439

Verfahren und Vorrichtung zum Senden von Informationssymbolen mittels einer Mehrzahl von Trägern und Verfahren und Vorrichtung zum Empfangen von Informationssymbolen

Beschreibung

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf Systeme für den digitalen Rundfunk und insbesondere auf Systeme für den digitalen Rundfunk, die trotz sich frequenzmäßig und zeitlich ändernder Übertragungskanäle einen zuverlässigen Empfang gewährleisten.

Satellitengestützte Rundfunksysteme liefern lediglich in ländlichen Gebieten eine adäquate Grundversorgung. In dicht bebauten Gebieten, in denen die Satelliten nicht lückenlos empfangbar sind, muß daher zusätzlich ein terrestrisches "Rebroadcasting" eingesetzt werden. Dies bedeutet, daß das Satellitensignal von einem festen auf den Satelliten gerichteten Empfänger empfangen und umgesetzt wird, um über terrestrische Sender wieder abgestrahlt zu werden. Signale dieser terrestrischen Sender können dann von mobilen Empfängern, wie z. B. Autoradios, empfangen werden.

Für den digitalen Rundfunk können Musikstücke oder Sprachsequenzen beispielsweise entsprechend ISO MPEG Layer 3 codiert werden. Solche Redundanz-reduzierenden Codierungsarten begrenzen die erhebliche digitale Informationsmenge, die zu übertragen ist. Ein beispielsweise MPEG-codiertes Stück wird dann vorzugsweise im Sender kanalcodiert, um bereits hier eine gewisse Fehlersicherheit zu erreichen. Algorithmen für die Fehlersicherung umfassen z. B. einen Reed-Solomon-Code und einen Faltungscodes. Für die Decodierung des Faltungscodes im Empfänger wird üblicherweise Symbol-by-Symbol-MAP oder der Viterbi-Algorithmus, der nach dem Prinzip der Maximum-Likelihood-Schätzung arbeitet, eingesetzt.

Für das terrestrische Rebroadcasting wird es bevorzugt, größere Städte über ein sogenanntes Gleichwellennetz (SFN; SFN = Single Frequency Network) zu versorgen. Dies bedeutet, daß Gebiete, die mit einem einzelnen Sender nicht versorgt werden können, mittels mehrerer Sender "abgestrahlt" werden, die das identische Signal synchron abstrahlen.

Implementationen eines SFN, sowie der beschriebenen Fehlersicherungs-codierungen im Sender und der entsprechenden Decodierungen im Empfänger sind für Fachleute bekannt. Bezüglich verschiedener Kanalcodierungsmöglichkeiten sei beispielsweise auf "Channel Coding with Multilevel/Phase Signals", von Gottfried Ungerboeck, IEEE Transactions on Information Theory, Bd. IT-28, Nr. 1, Seiten 55-66, Januar 1982, verwiesen.

Als Modulation kann bei solchen Systemen eine Mehrträgermodulation oder "Multi-Carrier-Modulation" (MCM) eingesetzt werden. Die Mehrträgermodulation kann beispielsweise durch eine sogenannte OFDM-Modulation (OFDM = Orthogonal Frequency Division Multiplex) implementiert werden.

Bei der OFDM-Modulation wird zunächst aus einem Abschnitt oder Block einer Eingangsbitfolge ein OFDM-Symbol gebildet. Dazu wird eine Bitfolge auf eine andere Zahlenfolge abgebildet. Dieses Abbilden wird in der Technik auch als "Mapping" bezeichnet. Im einfachsten Fall besteht das Mapping darin, daß zwei aufeinanderfolgende Bits der Eingangsfolge zusammengefaßt werden, um ein Dibit, d. h. ein digitales Wort der Länge zwei Bit, zu erhalten. Entsprechend der Anzahl der vorhandenen Träger werden nun so viele digitale Worte parallel gespeichert, wie Träger vorhanden sind. Dieses parallele Anordnen entspricht dem Bilden eines komplexen Spektrums, wobei jedes digitale Wort, d. h. jedes Dibit beim Beispiel, die komplexe Darstellung eines Trägers der Vielzahl von Trägern darstellt. Um dieses Spektrum zu übertragen, wird es mittels einer inversen Fouriertransformation, die als diskrete Fouriertransformation (DFT) oder als schnelle Fouriertransforma-

tion (FFT) realisiert ist, in den Zeitbereich transformiert. Das Ergebnis einer Transformation eines Spektrums aus einer Vielzahl von Dibits oder Informationssymbolen wird auch als MCM-Symbol bezeichnet. Dieses MCM-Symbol kann vorzugsweise im Zeitbereich um ein Schutzintervall erweitert werden, damit keine Zwischensymbolstörung (ISS; ISS = Inter Symbol Interference) auftritt. Mehrere MCM-Symbole, zwischen denen jeweils ein Schutzintervall oder "Guard Interval" eingefügt ist, können zu einem MCM-Frame zusammengefaßt werden, der zur Synchronisation des Empfängers mit einer Synchronisationssequenz versehen wird. Der MCM-Frame besteht damit aus mehreren MCM-Symbolen, zwischen denen jeweils ein Schutzintervall vorhanden ist, und einer Synchronisationssequenz. Das Schutzintervall sollte zeitlich so lange bemessen werden, daß in einem SFN-System ein mehrmaliger Empfang von anderen Sendern als dem nächstliegenden Sender, die alle synchron mit der gleichen Frequenz abstrahlen, zu keinem Verlust der Daten führt.

Bezüglich der OFDM-Modulation sei beispielsweise auf die Fachveröffentlichung "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform", von S. B. Weinstein u. a., IEEE Transactions on Communication Technology, Bd. COM-19, Nr. 5, Seiten 628-634, Oktober 1971, verwiesen. Bezüglich einer OFDM mit Kanalcodierung sei beispielsweise auf die Fachveröffentlichung "COFDM: An Overview", von William Y. Zou u. a., IEEE Transactions on Broadcasting, Bd. 41, Nr. 1, Seiten 1-8, März 1995, verwiesen.

Die Prinzipien der OFDM und der Kanalcodierung für die OFDM mittels Faltungscodes und der Kanaldecodierung mittels dem Viterbi-Algorithmus sind bekannt und in den genannten Veröffentlichungen detailliert dargestellt. Diese Aspekte müssen hier daher nicht eingehend erläutert werden.

Problematisch bei Mehrträgerübertragungssystemen (CM), zu denen auch die OFDM-Systeme gehören, ist die Tatsache, daß viele Träger bei einer Übertragung von Informationen über Mehr-

wegekanäle (nahezu) vollständig ausgelöscht werden können. Die Informationen, die über diese Träger übertragen werden, stehen somit am Empfänger nicht mehr zur Verfügung und können, wenn überhaupt, nur noch durch eine leistungsfähige Kanalcodierung wiedergewonnen werden.

Störungen des nicht idealen Übertragungskanals können beispielsweise in einem zusätzlichen Gauß'schen weißen Rauschen (AWGN; AWGN = Additive White Gaussian Noise), einer zeitabhängigen erhöhten Dämpfung des Übertragungskanals beispielsweise während des Fahrens im "Schatten" eines Hochhauses, einem frequenzselektiven Übertragungskanal, d. h. bestimmte Frequenzen werden stärker gedämpft als andere Frequenzen, oder (meistens) in einer Kombination der genannten Phänomene bestehen. Weiterhin finden aufgrund der üblicherweise stark inhomogenen Topologie des Übertragungskanals, d. h. viele Bauwerke in einer Stadt, Reflexionen statt, die bei entsprechenden Laufzeitverhältnissen, wie es bereits erwähnt wurde, zu konstruktiven aber auch destruktiven Interferenzen führen werden. Diese Situation verschärft sich noch dadurch, daß zusätzlich zu dem Mehrwegeempfang, der aufgrund der unterschiedlichen Übertragungswege vorhanden ist, in einem SFN-System systembedingt Signale von anderen Sendern empfangen werden, die synchron zu einem bezüglich des Empfängers dominierenden Sender senden. Signale solcher Nebensender werden längere Laufzeiten zum Empfänger haben, ihre Amplituden können jedoch aufgrund konstruktiver Interferenzen durchaus in den Bereich der Empfangsamplitude vom dominierenden Sender kommen, besonders wenn derselbe seinerseits durch eine destruktive Interferenz stark gedämpft ist.

Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht darin, ein Konzept für einen digitalen Rundfunk zu schaffen, das eine fehlersichere Übertragung ermöglicht, selbst wenn der Übertragungskanal gestört ist.

Diese Aufgabe wird durch ein Verfahren zum Senden von Informationssymbolen nach Anspruch 1 oder 2, durch ein Verfahren zum Empfangen von Informationssymbolen nach Anspruch 11, durch eine Vorrichtung zum Senden von Informationssymbolen nach Anspruch 20 und durch eine Vorrichtung zum Empfangen von Informationssymbolen nach Anspruch 30 gelöst.

Der vorliegenden Erfindung liegt die Erkenntnis zugrunde, Informationen dadurch zu schützen, daß sie zwei oder mehrmals übertragen werden. Wenn ein Träger zu einem bestimmten Zeitpunkt stark gestört oder sogar gelöscht ist, existiert immer noch die Möglichkeit, die gleichen Informationen von diesem Träger zu einem späteren Zeitpunkt wiederzugewinnen, wenn die Informationen zu einem späteren Zeitpunkt noch einmal bzw. zu mehreren späteren Zeitpunkten erneut gesendet werden. Am effektivsten arbeitet das erfindungsgemäße Konzept dann, wenn die Informationen beim zweiten Mal nicht über den gleichen Träger sondern über einen anderen Träger erneut gesendet werden. Liegt die Kanalstörung nämlich nicht nur in einer vorübergehenden zeitlichen Störung, sondern in einer länger andauernden Störung bestimmter Träger durch destruktive Interferenz, so können die gestörten Informationen in den Trägern, die nahezu ausgelöscht sind, von anderen Trägern, die nicht besonders gestört sind bzw. sogar durch konstruktive Interferenz verstärkt worden sind, wiedergewonnen werden. Dies führt zu einem "Diversity-Effekt".

Erfindungsgemäß wird diese Mannigfaltigkeit oder Diversität durch eine Vergrößerung der Signalkonstellation erreicht, weshalb sie "Mapping Diversity" genannt wird. Wenn beispielsweise eine QPSK, d. h. eine quaternäre Phasenumtastung, betrachtet wird, besteht die Signalkonstellation aus vier unterschiedlichen Phasenwerten, mittels derer Informationen übertragen werden können. Bei einer QPSK hat jeder Phasenzeiger die gleiche Amplitude, die z. B. 1 oder 1,41 (Betrag des Realteils = Betrag des Imaginärteils = 1) betragen kann. Wie es noch weiter hinten detaillierter beschrieben werden wird,

führt eine Vergrößerung der Signalkonstellation gemäß der vorliegenden Erfindung zu einer Gewichtung der Amplitude eines Zeigers, d. h. daß ein erstes Sendesymbol, das auf einem Informationssymbol basiert, eine erste Amplitude hat, während ein zweites Sendesymbol, das auf demselben Informationssymbol basiert, jedoch zu einem späteren Zeitpunkt gesendet wird, eine andere Amplitude hat. Erfindungsgemäß werden daher Informationen nicht nur zweimal gesendet, sondern auch mittels unterschiedlicher Informationssymbole, die in der vergrößerten Signalkonstellation liegen, wobei im Unterschied der Sendesymbole jedoch keine Nutzinformation codiert ist, weshalb die Bitbandbreite des Systems durch dieses Verfahren nicht erhöht wird.

Erfindungsgemäß kann ein Empfänger, der ebenfalls die vergrößerte Signalkonstellation kennt, aufgrund der beiden zu unterschiedlichen Zeitpunkten empfangenen Sendesymbole, die sich auf dasselbe Informationssymbol beziehen, und aufgrund der Unterschiedlichkeit der empfangenen Sendesymbole mittels einer Kanaldecodierung zuverlässig die gesendeten Informationssymbole wiedergewinnen.

Die bevorzugte Modulationsart ist die Differenzphasenumtastung, die prinzipiell mit einer beliebigen Anzahl von Phasenzuständen implementiert sein kann (DMPSK), die jedoch bei einem bevorzugten Ausführungsbeispiel als DQPSK, d. h. mit vier Phasenzuständen oder Phasenzeigerstellungen, implementiert ist. Für einen kohärenten Empfang wird bei jedem empfangenen Informationssymbol die Phase geschützt. Die Differenz-Decodierung, d. h. das Bilden der Phasendifferenz zwischen zwei aufeinanderfolgenden empfangenen Sendesymbolen, kann dann durch einen einfachen Subtrahiervorgang durchgeführt werden. Nachteilig an diesem Konzept ist der erhöhte Hardwareaufwand für die Phasenschätzung. Vorteilhaft ist jedoch ein hoher Empfangsgewinn.

führt eine Vergrößerung der Signalkonstellation gemäß der vorliegenden Erfindung zu einer Gewichtung der Amplitude eines Zeigers, d. h. daß ein erstes Sendesymbol, das auf einem Informationssymbol basiert, eine erste Amplitude hat, während ein zweites Sendesymbol, das auf demselben Informationssymbol basiert, jedoch zu einem späteren Zeitpunkt gesendet wird, eine andere Amplitude hat. Erfindungsgemäß werden daher Informationen nicht nur zweimal gesendet, sondern auch mittels unterschiedlicher Informationssymbole, die in der vergrößerten Signalkonstellation liegen, wobei im Unterschied der Sendesymbole jedoch keine Nutzinformation codiert ist, weshalb die Bitbandbreite des Systems durch dieses Verfahren nicht erhöht wird.

Erfindungsgemäß kann ein Empfänger, der ebenfalls die vergrößerte Signalkonstellation kennt, aufgrund der beiden zu unterschiedlichen Zeitpunkten empfangenen Sendesymbole, die sich auf dasselbe Informationssymbol beziehen, und aufgrund der Unterschiedlichkeit der empfangenen Sendesymbole mittels einer Kanaldecodierung zuverlässig die gesendeten Informationssymbole wiedergewinnen.

Die bevorzugte Modulationsart ist die Differenzphasenumtastung, die prinzipiell mit einer beliebigen Anzahl von Phasenzuständen implementiert sein kann (DMPSK), die jedoch bei einem bevorzugten Ausführungsbeispiel als DQPSK, d. h. mit vier Phasenzuständen oder Phasenzeigerstellungen, implementiert ist. Für einen kohärenten Empfang wird bei jedem empfangenen Informationssymbol die Phase geschützt. Die Differenz-Decodierung, d. h. das Bilden der Phasendifferenz zwischen zwei aufeinanderfolgenden empfangenen Sendesymbolen, kann dann durch einen einfachen Subtrahiervorgang durchgeführt werden. Nachteilig an diesem Konzept ist der erhöhte Hardwareaufwand für die Phasenschätzung. Vorteilhaft ist jedoch ein hoher Empfangsgewinn.

Diese Aufgabe wird durch ein Verfahren zum Senden von Informationssymbolen nach Anspruch 1 oder 2, durch ein Verfahren zum Empfangen von Informationssymbolen nach Anspruch 11, durch eine Vorrichtung zum Senden von Informationssymbolen nach Anspruch 20 und durch eine Vorrichtung zum Empfangen von Informationssymbolen nach Anspruch 30 gelöst.

Der vorliegenden Erfindung liegt die Erkenntnis zugrunde, Informationen dadurch zu schützen, daß sie zwei oder mehrmals übertragen werden. Wenn ein Träger zu einem bestimmten Zeitpunkt stark gestört oder sogar gelöscht ist, existiert immer noch die Möglichkeit, die gleichen Informationen von diesem Träger zu einem späteren Zeitpunkt wiederzugewinnen, wenn die Informationen zu einem späteren Zeitpunkt noch einmal bzw. zu mehreren späteren Zeitpunkten erneut gesendet werden. Am effektivsten arbeitet das erfindungsgemäße Konzept dann, wenn die Informationen beim zweiten Mal nicht über den gleichen Träger sondern über einen anderen Träger erneut gesendet werden. Liegt die Kanalstörung nämlich nicht nur in einer vorübergehenden zeitlichen Störung, sondern in einer länger andauernden Störung bestimmter Träger durch destruktive Interferenz, so können die gestörten Informationen in den Trägern, die nahezu ausgelöscht sind, von anderen Trägern, die nicht besonders gestört sind bzw. sogar durch konstruktive Interferenz verstärkt worden sind, wiedergewonnen werden. Dies führt zu einem "Diversity-Effekt".

Erfindungsgemäß wird diese Mannigfaltigkeit oder Diversität durch eine Vergrößerung der Signalkonstellation erreicht, weshalb sie "Mapping Diversity" genannt wird. Wenn beispielsweise eine QPSK, d. h. eine quaternäre Phasenumtastung, betrachtet wird, besteht die Signalkonstellation aus vier unterschiedlichen Phasenwerten, mittels derer Informationen übertragen werden können. Bei einer QPSK hat jeder Phasenzeiger die gleiche Amplitude, die z. B. 1 oder 1,41 (Betrag des Realteils = Betrag des Imaginärteils = 1) betragen kann. Wie es noch weiter hinten detaillierter beschrieben werden wird,

Beim inkohärenten Empfang, der keine Phasenschätzung benötigt und daher hardwaremäßig einfacher ist, der aber bei nicht-mobilem Empfang einen etwa um 3 dB geringeren Empfangsgewinn als der kohärente Empfänger hat, wird zur Differenz-Decodierung das aktuelle empfangene Sendesymbol mit dem konjugiert komplexen Wert des zuletzt empfangenen Sendesymbols multipliziert. Bei mobilem Empfang ist der Empfangsgewinn geringer, da die Phasen z. B. aufgrund von Dopplerverschiebungen nicht so korrekt geschätzt werden kann. Das Ergebnis dieser komplexen Multiplikation besteht in der Multiplikation der Beträge und in der Subtraktion der Phasen der beiden Multiplikanden. In der Phasendifferenz steckt die erwünschte Nutzinformation. Bei der Kanaldecodierung im Empfänger wird jedoch auch die Amplitude dieses Multiplikationsergebnisses benötigt. Da zwei kleine Amplituden miteinander multipliziert werden, ist die Amplitude des Ergebnisses typischerweise eine noch kleinere Zahl. Kleine Amplituden führen jedoch, wie es durch eine Betrachtung der Signalkonstellation ersichtlich ist, zu einer immer schlechteren Entscheidungs-verlässlichkeit. Erfindungsgemäß wird daher keine harte Entscheidung sondern eine "weiche" Entscheidung mittels der sogenannten "Log-Likelihood-Ratios" durchgeführt, um die Decodiererzuverlässigkeit zu erhöhen.

Bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung werden nachfolgend bezugnehmend auf die beigelegten Zeichnungen detaillierter erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 ein Signalkonstellationsdiagramm für ein Beispiel einer erfindungsgemäß erweiterten Signalkonstellation;

Fig. 2 ein Signalkonstellationsdiagramm für ein weiteres Beispiel einer erfindungsgemäß erweiterten Signalkonstellation;

- Fig. 3 ein Signalkonstellationsdiagramm für eine übliche Phasenumtastung bzw. Differenz-Phasenumtastung;
- Fig. 4 ein Prinzipschaltbild für eine Phasenumtastung mit Differenzcodierung;
- Fig. 5 ein Sender für Informationssymbole gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung;
- Fig. 6 ein Blockschaltbild zum Berechnen der Zuverlässigkeitsmetrik für die DQPSK-Modulation von Fig. 4;
- Fig. 7 ein Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Empfängers, der eine kohärente Decodierung implementiert;
- Fig. 8 ein Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Empfängers, der eine inkohärente Decodierung implementiert;
- Fig. 9 ein Prinzipdiagramm zur Veranschaulichung der erfindungsgemäßen Metrikberechnung;
- Fig. 10 ein Blockschaltbild zur Implementation der Soft-Metrik-Berechnung;
- Fig. 11 ein detaillierteres Blockschaltbild für einen Teil des Senders von Fig. 5; und
- Fig. 12 ein detaillierteres Blockschaltbild für einen Teil des Empfängers von Fig. 7.

Zur Herleitung der erfindungsgemäßen Signalkonstellationen wird im nachfolgenden auf Fig. 3 Bezug genommen, die ein Signalkonstellationsdiagramm für eine übliche QPSK- oder DQPSK-Abbildung (DQPSK = Differential Quaternary Phase Shift Keying) zeigt. Das Signalkonstellationsdiagramm umfaßt vier Pha-

senzustände, die durch zwei Bits, $b(1)$ und $b(0)$, dargestellt werden können. Aus Fig. 3 ist zu sehen, daß das binäre Wort 00 einer Phase von 0 Grad entspricht, daß das binäre Wort 01 einer Phase von 90 Grad ($\pi/2$) entspricht, daß das binäre Wort 11 einer Phase von 180 Grad (π) entspricht, und daß das binäre Wort 10 einer Phase von 270 Grad ($3/2\pi$) entspricht. Daraus ist ersichtlich, daß in Fig. 3 wie in der gesamten vorliegenden Anmeldung eine Winkeldrehungskonvention im Uhrzeigersinn verwendet wird, die im Gegensatz zur trigonometrischen Winkeldrehung steht, die bekannterweise gegen den Uhrzeigersinn gerichtet ist.

Das Signalkonstellationsdiagramm von Fig. 3 kann sowohl für eine übliche Phasenumtastung als auch für eine Differenz-Phasenumtastung verwendet werden.

Fig. 4 zeigt ein Prinzipblockschaltbild zur Implementation einer Differenz-Phasenumtastung mit einer Anzahl M von Phasenzuständen (MPSK). Ein digitales Wort b_k zu einem Zeitpunkt k , das im allgemeinen Fall eine beliebige Anzahl von Bits haben kann, das bei der beschriebenen Implementation jedoch lediglich zwei Bits hat, um einen der in Fig. 3 gezeigten Phasenzustände darstellen zu können, wird in einen Summierer 10 eingespeist, der als Mod M -Summierer ausgeführt ist. Dies bedeutet, daß das Ausgangssignal des Summierers immer eine Phase ergibt, die kleiner als 360 Grad ist. Dem Summierer nachgeschaltet ist eine Verzweigungsstelle 12, an der das Signal b_k zum Zeitpunkt k abgezweigt und in eine Verzögerungseinrichtung T 14 eingespeist wird, wo b_k eine Periode verzögert wird. Im nächsten Zyklus wird ein neues b_k in den Summierer 10 eingespeist, und das b_k des letzten Zyklus, das nun als b_{k-1} bezeichnet wird, wird von b_k subtrahiert, um die Differenzphase zu erhalten, die durch c_k bezeichnet ist. c_k ist daher ein binäres Wort mit einer beliebigen Anzahl von Bits, deren Anzahl der Bitanzahl von b_k entspricht, wobei diesem Bitwort c_k nun in einem Block MPSK 16 ein Phasenwert zugeordnet wird. Obwohl bereits bei den Symbolen b_k bzw. b_{k-1}

bzw. c_k von "Phasen" gesprochen wurde, stellen diese Symbole lediglich Bitworte dar, denen erst durch den Block MPSK 16 bestimmte Phasenwerte zugeordnet werden.

Im nachfolgenden wird auf Fig. 1 Bezug genommen, die eine erfindungsgemäß erweiterte Signalkonstellation wiedergibt. Jedes Symbol $b(1) b(0)$ wird mit vier möglichen Amplitudenfaktoren $c(i)$, i aus $\{0, 1, 2, 3\}$, gewichtet. Damit ergeben sich insgesamt 16 Möglichkeiten für die Signalkonstellation, die in Fig. 1 gezeigt ist. Diese Signalkonstellation ähnelt einer differenziellen Amplituden- und Phasen-Modulation (DAPSK), unterscheidet sich jedoch von einer echten DAPSK dadurch, daß durch die Amplitudenfaktoren $c(i)$ keine Nutzinformationen übertragen werden, sondern daß durch verschiedene Amplitudengewichtungen $c(i)$ unterschiedliche Sendesymbole erzeugt werden, die aber alle die gleiche Nutzinformation haben, die durch $b(1) b(0)$ dargestellt ist. Die nachfolgende Tabelle 1 zeigt die verschiedenen Möglichkeiten.

Tabelle 1

$c^{(i)}b^{(1)}b^{(0)}, \varphi = 0$	$c^{(i)}b^{(1)}b^{(0)}, \varphi = \frac{\pi}{2}$	$c^{(i)}b^{(1)}b^{(0)}, \varphi = \pi$	$c^{(i)}b^{(1)}b^{(0)}, \varphi = \frac{3\pi}{2}$
$c^{(0)}00$	$c^{(0)}10$	$c^{(0)}11$	$c^{(0)}01$
$c^{(1)}00$	$c^{(1)}10$	$c^{(1)}11$	$c^{(1)}01$
$c^{(2)}00$	$c^{(2)}10$	$c^{(2)}11$	$c^{(2)}01$
$c^{(3)}00$	$c^{(3)}10$	$c^{(3)}11$	$c^{(3)}01$

Fig. 2 zeigt ein weiteres Beispiel für eine erfindungsgemäße Vergrößerung der Signalkonstellation. Jedes Symbol ($b(1) b(0)$) wird mit vier möglichen Symbolen ($c(1), c(0)$) = $\{(00), (01), (11), (10)\}$ gewichtet. Damit ergeben sich folgende Möglichkeiten für die einzelnen Informationssymbole $b(1) b(0)$:

11.08.99

- $(b^{(1)} b^{(0)}) = \{00\}$

$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$	$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$	$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$	$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$
0000	0010	0011	0001

- $\{b^{(1)} b^{(0)}\} = \{01\}$

$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$	$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$	$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$	$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$
0100	0110	0111	0101

- $\{b^{(1)} b^{(0)}\} = \{11\}$

$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$	$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$	$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$	$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$
1100	1110	1111	1101

- $\{b^{(1)} b^{(0)}\} = \{10\}$

$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$	$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$	$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$	$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$
1000	1010	1011	1001

Die nachfolgende Tabelle 2 faßt diese Ergebnisse noch einmal zusammen. Es ist zu sehen, daß die vier Möglichkeiten zur Phasencodierung durch das Informationssymbol, das zwei Bit $b(1)$, $b(0)$ aufweist, auf 16 Möglichkeiten erweitert worden sind.

Tabelle 2

$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$	$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$	$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$	$(b^{(1)} b^{(0)} c^{(1)} c^{(0)})$
0000	0010	0011	0001
1000	1010	1011	1001
1100	1110	1111	1101
0100	0110	0111	0101

An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, daß die erfindungsgemäße Erweiterung der Signalkonstellation nicht auf eine differenzielle Phasenumtastung begrenzt ist, sondern daß jedes beliebige Modulationsverfahren, z. B. eine Quadraturamplitudenmodulation (QAM), eine Phasenumtastung (PSK), eine Amplituden-Phasenumtastung (APSK) oder eine differenzielle Amplituden-Phasenumtastung (DAPSK), erfindungsgemäß erweitert werden kann, derart, daß ein zweites Sendesymbol aufgrund eines Informationssymbols erzeugt werden kann, das sich von einem ersten Sendesymbol unterscheidet, das ebenfalls auf dasselbe Informationssymbol bezogen ist. Wesentlich ist, daß die Vergrößerung der Signalkonstellation nicht dazu verwendet wird, mehr Informationen zu übertragen, sondern die gleichen Informationen noch mindestens einmal mehr zu übertragen. Dies bedeutet, daß beziehungsweise auf Fig. 1 in den unterschiedlichen Amplituden, die durch die unterschiedlichen Gewichtungsfaktoren $c(i)$ erzeugt werden können, keine Nutzinformation steckt. Die unterschiedlichen Amplituden werden von der Kanal-Decodierung verwendet, um zuverlässige Bitentscheidungen treffen zu können. Im Gegensatz zu dem erneuten Senden zweier identischer Informationssymbole erlaubt die erfindungsgemäß erweiterte Signalkonstellation am Empfänger z. B. die Unterscheidung der zwei Sendesymbole. Allgemein gesagt liefert die erfindungsgemäß erweiterte Signalkonstellation Flexibilität bezüglich der Gestaltung der Sendesymbole. Zur Übertragung der Nutzinformationen werden beim erfindungsgemäßen Verfahren weiterhin lediglich die Bits der Informationssymbole verwendet. Damit wird die Übertragungsbandbreite des Systems nicht beeinträchtigt.

Fig. 5 zeigt in Blockschaltbildform ein bevorzugtes Ausführungsbeispiel eines Senders gemäß der vorliegenden Erfindung. Ein Kanalcodierer 50 führt im Stand der Technik bekannte Kanalcodierungsverfahren, die auf einem Faltungscode oder ähnlichem aufbauen, durch und liefert Bits zu einer ersten Ein-

richtung 52 zum Gruppieren von Bits, um Informationssymbole $b(1)$ $b(0)$ zu erzeugen. Die Gruppierung von zwei Bit $b(1)$ $b(0)$ führt dazu, die vier Phasenzustände des Signalkonstellationsdiagramm, das in Fig. 3 gezeigt ist, darstellen zu können. Die Einrichtung zum Gruppieren von Bits, um Informationssymbole zu erzeugen, wird auch als "erster Mapper" bezeichnet. Dem ersten Mapper 52 nachgeschaltet findet sich ein zweiter Mapper 54, der die erfindungsgemäße Erweiterung der Signalkonstellation zu einer erweiterten Signalkonstellation, wie sie in Fig. 1 dargestellt ist, durchführt. Selbstverständlich könnte der zweite "Mapper" auch die erweiterte Signalkonstellation implementieren, die in Fig. 2 dargestellt ist. Der zweite Mapper 54 stellt also eine Einrichtung zum Gewichten der von der Einrichtung 52 zum Gruppieren erzeugten Informationssymbole dar. Die beiden Einrichtungen 52 und 54 bilden somit zusammen eine Einrichtung zum Erzeugen eines ersten und eines zweiten Sendesymbols aufgrund eines einzigen Informationssymbols, wobei sich das erste und das zweite Sendesymbol voneinander unterscheiden. Das erste Sendesymbol könnte hierbei ein "unbehandeltes" Informationssymbol, das einfach durch die Einrichtung 54 durchgeschaltet wird, sein, während das zweite Sendesymbol ein "behandeltes" Informationssymbol sein könnte, das bei einem Ausführungsbeispiel in seiner Amplitude gewichtet ist. Alternativ können beide Informationssymbole durch die Gewichtungseinrichtung 54 gewichtet werden, und zwar mit zwei unterschiedlichen Faktoren $c(i)$. Am Ausgang der Einrichtung zum Gewichten 54 liegen somit zu unterschiedlichen Zeitpunkten unterschiedliche Sendesymbole an, die sich jedoch auf dasselbe Informationssymbol $b(1)$ $b(0)$ beziehen.

Bei einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung wird dann eine Differenzcodierung zweier zeitlich benachbarter Sendesymbole durchgeführt, wie sie bereits bezugnehmend auf Fig. 4 beschrieben wurde. Es ist jedoch offensichtlich, daß das erfindungsgemäße Verfahren zum Senden ebenso wie das erfindungsgemäße Verfahren zum Empfangen auch

ohne Differenzcodierung ausgeführt werden können, wobei in diesem Fall die Elemente 10, 12, 14 nicht vorhanden sind.

Bei einer Implementation der vorliegenden Erfindung wird eine Multiträgermodulation mit einer Anzahl von 512 Trägern verwendet. Diese Multiträgermodulation wird, wie es bereits eingangs erwähnt wurde, mit einer inversen Fouriertransformation bewirkt, die durch einen Block IFFT 56 in Fig. 5 symbolisch dargestellt ist. Dazu erzeugen die Einrichtungen 50 bis 54 und 10 bis 16 512 Sendesymbole bzw. Differenzsymbole, die dann parallel mittels des Blocks IFFT in den Zeitbereich transformiert werden, um ein MCM-Symbol zu erhalten, das am Ausgang des Blocks IFFT 56 ausgegeben wird. Zur Vermeidung einer Interferenz zweier benachbarter MCM-Symbole bei Verwendung eines SFN-Systems wird zwischen jedem MCM-Symbol ein Schutzintervall oder "Guard Interval" eingefügt, wie es durch einen Block 58 symbolisch dargestellt ist. Zur Fertigstellung eines vollständigen MCM-Frames wird nach einer bestimmten Anzahl von MCM-Symbolen, zwischen denen Schutzintervalle angeordnet sind, eine Synchronisationssequenz, die auch als AMSS bezeichnet wird, eingefügt, wie es durch einen Block 60 angedeutet ist. Eine fertige Synchronisationssequenz wird dann mittels eines komplexen IQ-Modulators auf einen Hochfrequenz-Träger moduliert und dann z. B. über eine Antenne abgestrahlt. Dies ist symbolisch durch einen Block 62 dargestellt. Es sei darauf hingewiesen, daß die Verarbeitung einer Synchronisationssequenz bis zur Abstrahlung durch eine Antenne bekannt ist und daher nicht näher beschrieben werden braucht.

Wie es bereits erwähnt wurde, wird vorzugsweise eine IFFT 56 im Sender bzw. eine FFT im Empfänger mit 512 Trägern verwendet. Der Block IFFT 56 gibt somit aufgrund der parallelen Funktionsweise der schnellen Fouriertransformation 512 komplexe Zeitpunkte parallel aus, die ein MCM-Symbol bilden. Ein MCM-Frame besitzt beispielsweise eine Dauer von 6 ms. Er besteht, wie es erwähnt wurde, beispielsweise aus 24 MCM-

Symbolen, zwischen denen jeweils ein Schutzintervall eingebracht ist, dessen Länge bei einem bevorzugten Ausführungsbeispiel etwa 25% der Länge eines MCM-Symbols beträgt. Die Synchronisationssequenz umfaßt ferner beispielsweise 396 Bit. Somit kann ein Frame bei einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der Erfindung 16.396 Bit umfassen.

Erfindungsgemäß werden somit aus einem Informationssymbol zwei voneinander unterschiedliche Sendesymbole erzeugt, die zu unterschiedlichen Zeitpunkten gesendet werden. Wenn beispielsweise eine Kanalstörung vorliegt, die zeitlich vorübergehend ist, und die alle Träger gleichermaßen betrifft, so kann bereits ein Gewinn erzielt werden, wenn das zweite Sendesymbol zu einem Zeitpunkt k_2 erneut gesendet wird, der um die Dauer der Störung von dem Zeitpunkt k_1 zeitlich entfernt ist, zu dem das erste Sendesymbol gesendet wurde. In Anbetracht der hauptsächlich auftretenden zeitlichen Störungen wird eine Differenzzeit zwischen dem Senden der beiden Sendesymbole von etwa 5 MCM-Frames, was bei dem beschriebenen Beispiel etwa 30 ms entspricht, sinnvoll sein. Auch bei kürzeren Zeitdauern wird jedoch bereits ein - unter Umständen kleinerer - Gewinn erzielt, wenn zeitliche Störungen des Kanals kürzer sind. Wenn die zeitliche Störung des Übertragungskanals alle Träger gleichermaßen betrifft, spielt es keine Rolle, ob das zweite Sendesymbol mittels genau des gleichen Kanals übertragen wird, über den das erste Sendesymbol übertragen wurde. In der Praxis treten jedoch oft Interferenzen auf, die zu einer Auslöschung oder aber zu einer Verstärkung von einzelnen Trägern führen können. Es empfiehlt sich daher, das zweite Sendesymbol nicht über den gleichen Träger zu übertragen, sondern über einen anderen Träger. Dann besteht die Hoffnung, daß, wenn das erste Sendesymbol auf einen Träger moduliert wurde, der einer destruktiven Interferenz ausgesetzt war, das zweite Sendesymbol auf einen Träger moduliert ist, der durch eine konstruktive Interferenz sogar noch gegenüber normal übertragenen Trägern verstärkt worden ist.

Ferner wird bevorzugt, Informationen nicht nur zweimal zu senden, sondern abhängig vom Kanal mehr als zweimal. Wenn der Kanal relativ schlecht ist, wird ein erneutes Senden eines Informationssymbols häufiger nötig sein, als wenn ein relativ störungsarmer Kanal vorliegt. Das Signalkonstellationsdiagramm, das in Fig. 1 oder auch in Fig. 2 dargestellt ist, erlaubt ein vierfaches Senden der gleichen Informationen. In Analogie zu dem Fall des doppelten Sendens werden dann vier Sendesymbole erzeugt, die alle auf dem gleichen Informationssymbol basieren, die jedoch untereinander unterschiedlich sind. In diesem Fall bietet sich folgendes Trägerraster an. Wenn das erste Sendesymbol über den ersten Träger übertragen worden ist, könnte das zweite Sendesymbol über den 32. Träger übertragen werden, könnte das dritte Sendesymbol über den 128. Träger übertragen werden, und könnte das vierte Sendesymbol über den 256. Träger übertragen werden. Andere Frequenzraster sind jedoch ebenfalls denkbar. Vorzugsweise werden die Sendesymbole, die alle auf dem gleichen Informationssymbol basieren, gleichmäßig über das Frequenzraster verteilt gesendet, da dann die Wahrscheinlichkeit am höchsten ist, daß zumindest einmal ein Kanal getroffen wird, der nicht durch eine destruktive Interferenz oder eine andere Störung außerordentlich stark gedämpft ist.

Bezüglich der Amplitudengewichtungen bei der Signalkonstellation von Fig. 1 werden Gewichtungsfaktoren $c(i)$ von $\{0,18, 0,35, 0,53, 0,71\}$ verwendet. Damit wird eine nahezu maximale Ausnutzung des verfügbaren Amplitudenbereichs von 0 bis 1 gestattet.

Im nachfolgenden wird auf Fig. 6 eingegangen, die die Implementation einer Soft-Metrik-Berechnung für einen Empfänger für digitale Signale umfaßt. Die nachfolgenden Metrixbetrachtungen beziehen sich alle auf eine DPSK. Analoge Metrikbetrachtungen für andere Modulationsverfahren sind jedoch in Anbetracht der vorliegenden Ausführungen ableitbar.

11.08.99

Die Sendesymbole lassen sich als $s(k) = e^{j\phi[k]}$ darstellen, wobei $\phi[k]$ die absolute Phase ist. Sendeseitig läßt sich das aktuelle Sendesymbol folgendermaßen schreiben:

$$s(k) = s(k-1) \cdot e^{j\phi[k]} = e^{+j(\phi[k-1] + \phi[k])} \quad (\text{Gl. 1})$$

Die Nutzinformationen sind in Gleichung 1 im differenziellen Phasenterm $\phi[k]$ repräsentiert. Die Empfangssymbole lassen sich wie folgt ausdrücken:

$$r(k) = H\left(e^{j\frac{2\pi}{D}\mu}\right)s(k) + n(k) \quad (\text{Gl. 2})$$

In Gleichung 2 bezeichnet $H(\dots)$ die Kanalübertragungsfunktion für den μ -ten Träger. D stellt die Anzahl der Träger dar und $n(k)$ ist die additive Rauschstörung. k ist der aktuelle Zeitpunkt während $k-1$ den vorherigen Zeitpunkt darstellt.

Die bedingte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für den Empfang von $r(k)$, wenn $s(k)$ gesendet wurde, lautet folgendermaßen:

$$f(r(k)/s(k), \phi(k)) \approx \text{const} \cdot e^{\frac{1}{\sigma_n^2} \text{Re}\{r^*(k-1)r(k)e^{j\phi(k)}\}} \quad (\text{Gl. 3})$$

σ_n^2 ist dabei die Varianz von $n(k)$ und wird folgendermaßen berechnet:

$$\sigma_n^2 = E\{|n(k)|^2\} \quad (\text{Gl. 4})$$

Zur Berechnung einer zuverlässigen Metrik, d. h. um zuverlässige Informationen im Empfänger bestimmen bzw. entscheiden zu können, werden die Log-Likelihood-Ratios $\lambda(k)$ der einzelnen Binärsymbole $b(1)$ und $b(0)$ verwendet, welche für das i -te Bit folgendermaßen definiert sind.

$$\lambda^{(i)}(k) = \ln \left\{ \frac{\text{Wahrscheinlichkeit, da\ss Bit}(b^{(i)} = 1)}{\text{Wahrscheinlichkeit, da\ss Bit}(b^{(i)} = 0)} \right\} \quad (\text{Gl. 5})$$

Ausgeschrieben ergibt sich damit Gleichung 6:

$$\lambda^{(i)}(k) = \ln \left\{ \frac{\sum_{[\varphi] \in \{\varphi | i\text{-tes Bit} = 1\}} f(r(k)/s(k), \varphi) \cdot \Pr\{\varphi\}}{\sum_{[\varphi] \in \{\varphi | i\text{-tes Bit} = 0\}} f(r(k)/s(k), \varphi) \cdot \Pr\{\varphi\}} \right\} \quad (\text{Gl. 6})$$

$\Pr(\varphi)$ stellt die Wahrscheinlichkeit dar, da\ss die Phase des zu bestimmenden Informationssymbols einen bestimmten Wert einnimmt. Es existieren vier verschiedenen Phasenzustände (Fig. 1, Fig. 2), die alle gleich wahrscheinlich sind. Die Wahrscheinlichkeit $\Pr(\varphi)$ ist daher für alle Summanden von Gleichung 6 gleich und kann aus Gleichung 6 herausgekürzt werden. Somit ergibt sich für die Log-Likelihood-Ratios folgender Ausdruck:

$$\lambda^{(i)}(k) = \ln \left\{ \frac{\sum_{[\varphi] \in \{\varphi | i\text{-tes Bit} = 1\}} f(r(k)/s(k), \varphi)}{\sum_{[\varphi] \in \{\varphi | i\text{-tes Bit} = 0\}} f(r(k)/s(k), \varphi)} \right\} \quad (\text{Gl. 7})$$

Wenn Gleichung 3 in Gleichung 7 eingesetzt wird und die Summation ausgeschrieben wird, ergeben sich folgende Ausdrücke für die Log-Likelihood-Ratios für die Bits des Informationssymbols $b(0)$ und $b(1)$:

$$\lambda^{(0)} = \ln \left\{ \frac{\exp \left\{ \frac{1}{\sigma_n^2} \operatorname{Re} \{ r^*[k-1] \cdot r[k] \cdot (-1) \} \right\} + \exp \left\{ \frac{1}{\sigma_n^2} \operatorname{Re} \{ r^*[k-1] \cdot r[k] \cdot (j) \} \right\}}{\exp \left\{ \frac{1}{\sigma_n^2} \operatorname{Re} \{ r^*[k-1] \cdot r[k] \cdot (1) \} \right\} + \exp \left\{ \frac{1}{\sigma_n^2} \operatorname{Re} \{ r^*[k-1] \cdot r[k] \cdot (-j) \} \right\}} \right\} \quad (\text{Gl. 8})$$

11.09.05.99

$$\lambda^{(1)} = \ln \left\{ \frac{\exp \left\{ \frac{1}{\sigma_n^2} \operatorname{Re} \{ r^*[k-1] \cdot r[k] \cdot (-1) \} \right\} + \exp \left\{ \frac{1}{\sigma_n^2} \operatorname{Re} \{ r^*[k-1] \cdot r[k] \cdot (-j) \} \right\}}{\exp \left\{ \frac{1}{\sigma_n^2} \operatorname{Re} \{ r^*[k-1] \cdot r[k] \cdot (1) \} \right\} + \exp \left\{ \frac{1}{\sigma_n^2} \operatorname{Re} \{ r^*[k-1] \cdot r[k] \cdot (j) \} \right\}} \right\} \quad (\text{Gl. 9})$$

Nach bekannten Umformungen lassen sich Gleichung 8 und Gleichung 9 folgendermaßen vereinfachen:

$$\lambda^{(0)} = -\frac{1}{\sigma_n^2} \left(\operatorname{Re} \{ r^*[k-1] \cdot r[k] \} + \operatorname{Im} \{ r^*[k-1] \cdot r[k] \} \right) \quad (\text{Gl. 10})$$

$$\lambda^{(1)} = -\frac{1}{\sigma_n^2} \left(\operatorname{Re} \{ r^*[k-1] \cdot r[k] \} - \operatorname{Im} \{ r^*[k-1] \cdot r[k] \} \right). \quad (\text{Gl. 11})$$

Gleichung 10 und Gleichung 11 sind durch das Blockschaltbild in Fig. 6 realisiert. In Fig. 6 wird zunächst mittels eines Differenz-Decodierers 64 eine vorhandene Differenz-Codierung rückgängig gemacht. Das Ausgangssignal des Differenz-Decodierers wird dann in zwei Blöcke 66 und 68 eingespeist, wobei der Block 66 die Funktion implementiert, einen Realteil aus einer komplexen Zahl zu extrahieren, während der Block 68 die Funktion besitzt, ein Imaginärteil aus einer komplexen Zahl zu extrahieren. Entsprechend den Gleichungen 10 und 11 sind in Fig. 6 zwei Summierer 70, 72 gezeigt, die von den Blöcken 66, 68 kreuzweise bedient werden. Ausgangsseitig sind noch zur Durchführung der Multiplikation der Varianz des additiven Rauschens $n(k)$ zwei Multiplikatoren 74, 76 vorgesehen, an deren Ausgang die erwünschten Log-Likelihood-Ratios für das erste Bit $b(0)$ und das zweite Bit $b(1)$ der zu bestimmenden empfangenen Informationssymbole ausgegeben werden.

Fig. 6 stellt damit eine fest verdrahtete Realisierung der Gleichungen 10 und 11 dar, um im bekannten Fall einer Signalkonstellation, wie sie in Fig. 3 gezeigt ist, bei einmaliger Übertragung einer Information eine Soft-Metrik-Berechnung durchführen zu können.

14.09.99

Auf die in den Gleichungen 1 bis 11 dargestellte Herleitung der Soft-Metrik-Berechnung für den bekannten Fall wird später Bezug genommen, um eine Soft-Metrik-Berechnung für den erfindungsgemäßen Fall herzuleiten, bei dem zwei Sendesymbole vom Sender gesendet und vom Empfänger empfangen werden, die beide auf dem gleichen Informationssymbol basieren.

Zunächst sei jedoch auf Fig. 7 Bezug genommen, das einen erfindungsgemäßen Empfänger darstellt, der nach dem Kohärenzprinzip arbeitet. Ein mit "Front-End" bezeichneter Block 78 umfaßt eine Empfangsantenne und bestimmte bekannte Signalverarbeitungen, wie z. B. eine Umsetzung auf eine Zwischenfrequenz, eine Filterung und ähnliches. Dem Block 78 ist ein Block 80 nachgeschaltet, der mit ADW für "Analog-Digital-Wandler" bezeichnet ist. Dieser Block soll eine "Down-Sampling"- und eine Filter-Operation sowie eine Analog-Digital-Wandlung veranschaulichen. Das am Front-End 78 empfangene HF-Signal wird somit auf das Basisband umgesetzt und von dem ADW 80 abgetastet. Üblicherweise ist das Ausgangssignal des ADW ein komplexes Signal mit Realteil und Imaginärteil, wobei sowohl der Realteil als auch der Imaginärteil mit 8 Bit oder einer anderen durch den ADW bestimmten Wortbreite quantisiert sein können. Bezüglich der Notation in den Zeichnungen sei darauf hingewiesen, daß ein breiter Pfeil darstellt, daß hier komplexe Signale mit Real- und Imaginärteil laufen, während ein dünner Pfeil, der durch eine einzige Linie gezeichnet ist, veranschaulichen soll, daß hier lediglich entweder ein Real- oder ein Imaginärteil oder überhaupt ein Wert zu einem Zeitpunkt läuft.

Der quantisierten Abtastwertfolge, die von dem ADW 80 ausgegeben wird, wird durch einen Block 82, der mit Synchronisations- und Schutzintervall-Entfernung bezeichnet ist, sowohl die Synchronisationssequenz als auch die Schutzintervalle zwischen den MCM-Symbolen entzogen. Am Ausgang des Blocks 82 liegt somit ein MCM-Frame, der nur noch aus den MCM-Symbolen

besteht. Anschließend werden die MCM-Symbole eines nach dem anderen durch einen Block 84, der mit FFT bezeichnet ist und eine Fouriertransformation in den Frequenzbereich ausführt, in den Frequenzbereich transformiert. Am Ausgang des Blocks FFT liegt somit nach einer FFT-Operation das Spektrum eines MCM-Symbols an, wobei die einzelnen Spektralwerte oder Spektrallinien einen Realteil und einen Imaginärteil haben, wobei sowohl der Realteil als auch der Imaginärteil entsprechend der Bitbreite des ADW quantisiert sind. Bei einem bevorzugten Ausführungsbeispiel haben wie gesagt sowohl der Realteil als auch der Imaginärteil eine Wortbreite von 8 Bit.

Im kohärenten Fall, auf den sich Fig. 7 bezieht, wird nun in einem Block 86 die Phase jedes nach Real- und Imaginärteil vorliegenden Trägers, d. h. jeder Spektrallinie, auf für Fachleute bekannte Art und Weise geschätzt bzw. bestimmt. Am Ausgang des Blocks Phasenbestimmung 86 liegen daher zeitlich aufeinanderfolgende Phasenwerte an, die die Phasen der empfangenen Spektrallinien wiedergeben. Mittels eines ModM-Addierers 88 und eines Verzögerungsglieds 90, das um einen Taktzyklus verzögert, wird die im Sender eingeführte Differenz-Codierung rückgängig gemacht, d. h. es wird eine Differenz-Decodierung (64, Fig. 6) durchgeführt. Am Ausgang des Addierers 88 liegen somit Phasenwerte an, die das im Sender am Ausgang des Blocks 52 (Fig. 5) gebildete Informationssymbol darstellen sollen. Die Phasenwerte am Ausgang des Addierers 88 sind mit einer durch die Phasenbestimmungseinrichtung 86 gegebenen Quantisierung vorhanden. Selbstverständlich werden die Phasenwerte am Ausgang des Addierers 88 nicht genau 0° , 90° , 180° oder 270° betragen, sondern sie werden von den erwarteten Werten abweichen, da sowohl durch den Sender als auch durch den Empfänger und besonders durch den (Freiluft-) Übertragungskanal Phasenverzerrungen oder sonstige Störungen eingeführt worden sind.

Falls im Sender, der in Fig. 5 gezeigt ist, keine Kanalcodierung durchgeführt worden ist, d. h. der Kanalcodierer 50

nicht vorhanden war, können die Ausgangssignale des Addierers 88 in einen Entscheider eingegeben werden, der beispielsweise bestimmt, daß alle Phasenwerte unter 45° einer Phase von 0° entsprechen sollen, während alle Phasenwerte über einer Phase von 45° einer Phase von 90° für ein Informationssymbol entsprechen sollen. Eine solche einfache Entscheidung wird als "harte" Entscheidung bezeichnet. Eine solche harte Entscheidung kann jedoch zu vielen falschen Entscheidungen führen. Daher wurde im Kanalcodierer 50 bereits eine Faltungscodierung durchgeführt, die nun im Empfänger mittels eines Blocks Kanal-Decodierer 90 wieder rückgängig gemacht werden muß. Auf für Fachleute bekannte Art und Weise wird hierbei ein Viterbi-Algorithmus eingesetzt, wenn ein Faltungscode im Sender genommen wurde. Andere Algorithmen und Verfahren zum fehlersicheren Codieren im Sender und zum entsprechenden fehlersicheren Decodieren im Empfänger sind bekannt und müssen daher nicht weiter ausgeführt werden.

Aufgrund destruktiver Interferenzen oder ähnlicher Störungen des Übertragungskanals kann jedoch der Fall auftreten, daß auch trotz leistungsfähigster Kanalcodierung und Kanaldecodierung ein Informationsverlust auftritt. Um dem entgegenzuwirken, werden Informationen erfindungsgemäß zwei- oder mehrmals übertragen. Im einfachsten Fall liegen dann am Ausgang des Addierers 88 zu unterschiedlichen Zeitpunkten k_1 und k_2 bzw. k_n zwei bzw. n quantisierte Phasenwerte an. Wenn ein quantisierter Phasenwert von den beiden quantisierten Phasenwerten, die sich auf ein einziges Informationssymbol beziehen, im Empfänger ein relativ eindeutiges Ergebnis hat, während der andere ein eher zweideutiges Ergebnis hat, kann der andere Phasenwert vernachlässigt werden und die Phasenentscheidung auf dem einen mit relativ eindeutigem Ergebnis durchgeführt werden. Selbstverständlich wird entweder eine "harte" Entscheidung oder eine Kanal-Decodierung eingesetzt. Beim Mobilfunk wird eine Faltungscodierung im Sender und eine entsprechende Kanal-Decodierung im Empfänger vorteilhaft sein. Harte Entscheidungen können besonders beim Mobilempfang

zu einer Verschlechterung der Empfängerzuverlässigkeit führen.

Alternativ können die beiden Phasenwerte addiert und dann durch zwei geteilt werden, um mittels einer Mittelung eine zuverlässigere Entscheidung treffen zu können. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, am Eingang der Phasenbestimmungseinrichtung 86 die Amplitude der beiden empfangenen Sendesymbole, die bei der Phasendifferenzbildung beteiligt sind, um das Differenzsymbol zu ermitteln, festzustellen und den quantisierten Phasenwert bei der Entscheidung zu berücksichtigen, bei dem die empfangenen Sendesymbole vor der Differenzbildung die größeren Amplituden hatten. Eine weitere Möglichkeit zur Kombination der beiden empfangenen Sendesymbole, die auf dem gleichen Informationssymbol basieren, besteht in einer nach den beteiligten Amplituden ausgeführten Gewichtung und entsprechenden Mittelung. Gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung werden jedoch beide quantisierten Phasendifferenzen, die das Informationssymbol darstellen, als "soft-quantisierte" Phasenwerte verwendet und bei einer Kanal-Decodierung 90 mittels eines Viterbi-Algorithmus oder eines ähnlichen Algorithmus verwendet, um durch eine "weiche" Entscheidung eine Entscheidung mit einer geringeren Anzahl von Fehlentscheidungen zu erreichen.

Fig. 8 zeigt ein Blockschaltbild für einen erfindungsgemäßen Empfänger bei inkohärentem Empfang. Der in Fig. 8 schematisch dargestellte Empfänger entspricht bis zu Block FFT dem Empfänger von Fig. 7. Das Inkohärenz-Prinzip äußert sich jedoch bei dem Empfänger von Fig. 8 darin, daß keine Phasenbestimmungseinrichtung 86 (Fig. 7) vorhanden ist, sondern stattdessen ein Multiplizierer 92, ein Verzögerungsglied 90 und eine Einrichtung 94 zum Bilden eines konjugiert komplexen Wertes. Die Elemente 90, 92, 94 dienen bei dem in Fig. 8 gezeigten Empfänger dazu, die Differenzcodierung, die in einem Sender (Fig. 5) eingeführt worden ist, wieder rückgängig zu machen, um aus den empfangenen Sendesymbolen wieder auf das ursprüng-

lich gesendete Informationssymbol $b(1) b(0)$ schließen zu können. Am Ausgang des Multiplizierers 92 steht dann das komplexe Produkt des aktuellen Sendesymbols und des konjugiert komplexen Sendesymbols vom letzten Takt.

Wenn die komplexe Notation nach Betrag und Phase verwendet wird, steht am Ausgang des Multiplizierers 92 ein Wert, der als Betrag die Multiplikation der Beträge des aktuellen Sendesymbols und des letzten Sendesymbols hat, und der als Phase die Differenz der Phasen des aktuellen und des letzten Sendesymbols aufweist. In dieser Phasendifferenz steckt die erwünschte Nutzinformation, da der Sender eine Differenz-Phasenumtastung mit den Sendesymbolen ausgeführt hatte. Im Gegensatz zum kohärenten Empfänger, der in Fig. 7 gezeigt ist, bei dem zum Bilden der Phasendifferenz lediglich eine ModM-Addition (88) erforderlich war, findet beim inkohärenten Empfänger gemäß Fig. 8 eine Multiplikation zweier komplexer Zahlen statt.

Da die Amplituden der Empfangssignale beim Mobilempfang üblicherweise relativ klein sind, wird die Amplitude des empfangenen Differenzsymbols am Ausgang des Multiplizierers 92 noch kleiner. Damit fällt jedoch wesentlich die Trefferrate bei der Entscheidung, ob es sich nun um einen der beispielsweise vier Phasenzustände handelt. Dazu sei kurz auf Fig. 3 verwiesen. Wenn das Sendesymbol $b(1) b(0) = 00$ betrachtet wird, das im Sendefall eine Amplitude von 1 bzw. eine gewichtete Amplitude (Fig. 1) hat, ist zu sehen, daß die Phasenentscheidung immer unsicherer wird, je kleiner die Amplitude des empfangenen Sendesymbols wird. Im Extremfall, wenn die Amplitude derart klein wird, daß sie nahezu im Ursprung der komplexen Ebene liegt, ist keine Phasenentscheidung mehr möglich, obwohl das empfangene Differenzsymbol am Ausgang des Multiplizierers 92 bei der Berechnung sicherlich einen Phasenterm enthält. Dieser Phasenterm ist jedoch aufgrund der dann sehr geringen Amplitude nicht mehr signifikant und wird, wenn keine weiteren Vorkehrungen getroffen werden, nahezu zwangsläufig zu ei-

11 08.08.99

ner falschen Entscheidung führen. Erfindungsgemäß wird daher in Analogie zu der Metrikberechnung, die in den Gleichungen 1 bis 11 dargestellt worden ist, auch beim Empfang von zwei Sendesymbolen, die sich beide auf ein einziges Informationssymbol beziehen, eine Metrikberechnungseinheit 96 dem Multiplizierer 92 nachgeschaltet.

Im nachfolgenden wird auf die erfindungsgemäße Metrikberechnung 96 eingegangen. Bevor jedoch eine Ableitung der Log-Likelihood-Ratios für das erfindungsgemäße Konzept dargestellt wird, bei dem zwei Sendesymbole, die sich voneinander unterscheiden, die jedoch auf dasselbe Informationssymbol bezogen sind, übertragen werden, wird auf Fig. 9 Bezug genommen, um eine Übersichtsdarstellung in zeitlicher Hinsicht zu geben. Zu einem Zeitpunkt k_1 , zu dem das erste Sendesymbol empfangen wird, bzw. zu dem aus dem ersten Sendesymbol das entsprechende Differenzsymbol berechnet wird, in dem die Nutzinformation steckt, wird eine erste Metrikberechnung 96a durchgeführt. Zum Zeitpunkt k_2 , zu dem das zweite Sendesymbol empfangen wird, bzw. zu dem das entsprechende Differenzsymbol bei Differenzcodierung empfangen wird, wird auch für das zweite empfangene Sendesymbol eine Metrikberechnung 96b durchgeführt. Das Ergebnis der ersten Metrikberechnung 96a wird in einem Speicher 98 zwischengespeichert, um diesen Wert in der Zeitspanne zwischen k_1 und k_2 zu halten. Wenn die zweite Metrikberechnung 96b vollendet ist, wird das Ergebnis der ersten Metrikberechnung aus dem Speicher 98 ausgelesen und in einer Metrikkombinationseinrichtung mit dem Ergebnis der zweiten Metrikberechnung kombiniert. Wie es bereits erwähnt wurde, kann die Metrikkombination in einer einfachen Addition bestehen. Alternativ kann in der Metrikkombinationseinrichtung 100 auch eine Entscheidung durchgeführt werden, welche Metrik zuverlässiger ist, wobei dann die günstigere Metrik zur Weiterverarbeitung im Kanal-Decodierer 96 genommen wird, während die andere verworfen wird. Außerdem kann in der Metrikkombinationseinrichtung 100 auch eine gewichtete Addition durchgeführt werden, wobei Amplituden der empfangenen

Sendesymbole, die einem entsprechenden Differenzsymbol zugrunde liegen, berücksichtigt werden, um darauf schließen zu können, welche Metrik eher zuverlässig ist. Wenn empfangene Sendesymbole eine eher große Amplitude haben, so kann davon ausgegangen werden, daß sie korrekte Informationen tragen, wogegen dies bei empfangenen Sendesymbolen mit eher kleinen Amplituden nicht sicher ist. Das Ergebnis der Metrikkombinationseinrichtung 100 wird dann in einen Kanal-Decodierer 90 eingespeist, der dem Kanal-Decodierer 90 von Fig. 7 entspricht und bei Verwendung eines Faltungscodes im Kanaldecodierer 50 (Fig. 5) einen Viterbi-Algorithmus und ähnliches implementiert.

Aus Fig. 9 ist ersichtlich, daß das erfindungsgemäße Konzept, das beispielhaft in Verbindung mit zwei Sendesymbolen gezeigt ist, die sich voneinander unterscheiden, die sich aber auf das gleiche Informationssymbol beziehen, ohne weiteres auf den Fall ausgedehnt werden, bei dem mehr als zwei Sendesymbole erzeugt werden, was zu einer nicht nur doppelten sondern mehrmaligen Übertragung eines einzigen Informationssymbols führt. Wenn beispielsweise eine vierfache Informationsübertragung angenommen wird, wie sie beim bevorzugten Ausführungsbeispiel angewendet wird, da der zweite Mapper 54 eine vierfache Erweiterung des Konstellationsdiagramms schafft, werden weitere Metrikberechnungseinheiten 96 und weitere Speicher 98 verwendet, wobei die Metrikkombinationseinrichtung 100 in diesem Fall vier Eingänge haben wird, um die Ergebnisse der einzelnen Metrikberechnungen zu den Zeitpunkten k_i kombinieren zu können. Je häufiger ein Informationssymbol erneut gesendet wird, umso höher wird die Anzahl der richtigen Entscheidungen im Kanal-Decodierer 90 sein. Je häufiger jedoch Informationen neu gesendet werden, umso stärker fällt selbstverständlich die Biteffizienz, die natürlich im Fall des einfachen Sendens am höchsten ist. Aufgrund der effektiven Komprimierungsalgorithmen, die beispielsweise in der MPEG-Standardfamilie implementiert sind, und aufgrund vorhandener schneller Schaltungen, die eine hohe Trägerfrequenz er-

lauben, die im unteren bis mittleren Gigahertzbereich liegt, ist jedoch die übertragene Menge an Bits nicht so sehr entscheidend als die sichere Detektion. Besonders wenn daran gedacht wird, daß das erfindungsgemäße System für einen digitalen Rundfunk eingesetzt wird, ist eine sichere Erfassung mit einer minimalen Anzahl an falschen Entscheidungen wesentlich, damit ein derartiges Produkt am Markt Akzeptanz findet, und zwar besonders bei Übertragungskanälen mit schwieriger Topologie, wie z. B. in einer Großstadt mit vielen Wolkenkratzern. Besonders in Großstädten, und im Zentrum von Großstädten, welche besondere Herausforderungen für den digitalen Rundfunk darstellen, werden die meisten Kunden sein, weshalb eben dort ein fehlersicherer Empfang ohne Störungen Priorität hat.

Im nachfolgenden wird auf die Metrikberechnung, die in der ersten Metrikberechnungseinheit 96a und in der zweiten Metrikberechnungseinheit 96b ausgeführt wird, eingegangen. Es sei darauf hingewiesen, daß in der Praxis die erste Metrikberechnungseinheit 96a und die zweite Metrikberechnungseinheit 96b die gleiche Metrikberechnungsvorrichtung sein wird, da, wie es aus Fig. 9 deutlich ist, hier Metrikberechnungen zu unterschiedlichen Zeitpunkten ausgeführt werden.

Im nachfolgenden wird die schaltungstechnische Realisierung zur Berechnung der Log-Likelihood-Ratios im erfindungsgemäßen Fall des Sendens von zwei Sendesymbolen, die sich voneinander unterscheiden, die jedoch auf demselben Informationssymbol basieren, gleichungsmäßig hergeleitet.

Dazu seien zwei Paare $r(k_1-1)$, $r(k_1)$ bzw. $r(k_2-1)$, $r(k_2)$ von Empfangssymbolen betrachtet, wobei die Zeitpunkte k_1 und k_2 voneinander unterschiedlich sind. Zur Vereinfachung der Herleitung sei der Übergang zwischen den zugehörigen Sendesymbolen $s(k_1-1)$ zu $s(k_1)$ durch ein gemeinsames (Quell-) Bit (Index 1) repräsentiert. Das bedeutet, daß angenommen wird, daß das Bit i im Übergang von $s(k_1-1)$ auf $s(k_1)$ bzw. das Bit j

11.05.99

im Übergang von $s(k_2-1)$ auf $s(k_2)$ identisch sind. An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, daß Sendesymbole durch $s(k)$ dargestellt sind, während Empfangssymbole durch $r(k)$ dargestellt sind. (s = send; r = receive). Betrachtet man die beiden Empfangspaare unabhängig voneinander, so läßt sich wie im Fall von Fig. 6 die Wahrscheinlichkeit bzw. das Log-Likelihood-Ratio für das gesuchte Binärsymbol angeben. Dazu wird φ_1 dem Empfangspaar $r(k_1-1), r(k_1)$ und φ_2 dem Empfangspaar $r(k_2-1), r(k_2)$ zugeordnet. Sowohl für φ_1 als auch für φ_2 sind die Log-Likelihood-Ratios $\lambda^{(1)}$ für das Bit i bzw. das Bit j folgendermaßen gegeben, wobei i 0 oder 1 betragen kann, wenn das Informationssymbol $b(1)$ $b(0)$ aus 2 Bit besteht.

$$\lambda^{(i)}(k) = \ln \left\{ \frac{\text{Wahrscheinlichkeit, daß Bit } (b^{(i)} = 1)}{\text{Wahrscheinlichkeit, daß Bit } (b^{(i)} = 0)} \right\} \quad (\text{Gl. 12})$$

$$\lambda^{(i)}(k) = \ln \left\{ \frac{\sum_{[\varphi] \in \{[\varphi_1, \varphi_2] \mid i\text{-tes Bit}=1\}} f(r(k_1), r(k_2) / s(k_1), s(k_2), \varphi_1, \varphi_2) \cdot \Pr\{\varphi_1, \varphi_2\}}{\sum_{[\varphi] \in \{[\varphi_1, \varphi_2] \mid i\text{-tes Bit}=0\}} f(r(k_1), r(k_2) / s(k_1), s(k_2), \varphi_1, \varphi_2) \cdot \Pr\{\varphi_1, \varphi_2\}} \right\} \quad (\text{Gl. 13})$$

Sind die betrachteten Empfangspaare zeitlich relativ weit voneinander entfernt, so kann von unabhängigen Übertragungsbedingungen ausgegangen werden, was es ermöglicht, daß beide Ereignisse als statistisch unabhängig voneinander betrachtet werden. Dies lautet gleichungsmäßig folgendermaßen:

$$\Pr\{\varphi_1, \varphi_2\} = \Pr\{\varphi_1\} \cdot \Pr\{\varphi_2\} \quad (\text{Gl. 14})$$

Damit ergibt sich:

$$\sum_{[\varphi] \in \{[\varphi_1, \varphi_2] / i\text{-tesBit}=1\}} f(r(k_k), r(k_2) / s(k_1), s(k_2), \varphi_1, \varphi_2) =$$

$$\sum_{[\varphi] \in \{[\varphi_1] / i\text{-tesBit}=1\}} f(r(k_k) / s(k_1), \varphi_1) \cdot \sum_{[\varphi] \in \{[\varphi_2] / j\text{-tesBit}=1\}} f(r(k_2) / s(k_2), \varphi_2) \quad (\text{Gl. 15})$$

Für das 1-te Bit ergeben sich somit folgende Gleichungen:

$$\lambda^{(1)} = \ln \left\{ \frac{\sum_{[\varphi] \in \{[\varphi_1] / i\text{-tesBit}=1\}} f(r(k_1) / s(k_1), \varphi_1) \cdot \Pr\{\varphi_1\} \cdot \sum_{[\varphi] \in \{[\varphi_2] / j\text{-tesBit}=1\}} f(r(k_2) / s(k_2), \varphi_2) \cdot \Pr\{\varphi_2\}}{\sum_{[\varphi] \in \{[\varphi_1] / i\text{-tesBit}=0\}} f(r(k_1) / s(k_1), \varphi_1) \cdot \Pr\{\varphi_1\} \cdot \sum_{[\varphi] \in \{[\varphi_2] / j\text{-tesBit}=0\}} f(r(k_2) / s(k_2), \varphi_2) \cdot \Pr\{\varphi_2\}} \right\}$$

(Gl. 16)

$$\lambda^{(1)} = \ln \left\{ \frac{\sum_{[\varphi] \in \{[\varphi_1] / i\text{-tesBit}=1\}} f(r(k_1) / s(k_1), \varphi_1) \cdot \Pr\{\varphi_1\}}{\sum_{[\varphi] \in \{[\varphi_1] / i\text{-tesBit}=0\}} f(r(k_1) / s(k_1), \varphi_1) \cdot \Pr\{\varphi_1\}} \right\} +$$

(Gl. 17)

$$\ln \left\{ \frac{\sum_{[\varphi] \in \{[\varphi_2] / j\text{-tesBit}=1\}} f(r(k_2) / s(k_2), \varphi_2) \cdot \Pr\{\varphi_2\}}{\sum_{[\varphi] \in \{[\varphi_2] / j\text{-tesBit}=0\}} f(r(k_2) / s(k_2), \varphi_2) \cdot \Pr\{\varphi_2\}} \right\}$$

Aus Gleichung 16 und Gleichung 17 ist zu sehen, daß bei statistischer Unabhängigkeit eine einfache Addition der Log-Likelihood-Ratios für das entsprechende Bit des Informationssymbols durchgeführt werden kann:

$$\lambda^{(1)} = \lambda^{(i)} + \lambda^{(j)} \quad (\text{Gl. 18})$$

Bildlich ausgedrückt zeigt dieses Ergebnis Fig. 10. Eine Folge von Empfangssymbolen $r[k_1, \dots, k_2, \dots]$ wird in einen Differenz-Decodierer eingespeist, der die Elemente 90, 92, 94 von Fig. 8 umfaßt. Das Ergebnis des Multiplizierers 92 wird dann wieder in eine Realteileinrichtung 66 und in eine Imaginärteileinrichtung 68 eingespeist, die wiederum zwei Summierer 70, 72 kreuzweise bedienen. Wenn das Informationssymbol,

das bestimmt werden soll, vom Sender zweimal gesendet worden ist, sind zwei Metrikkombinationseinrichtungen 100a, 100b nötig, um die Addition von Gleichung 16 zu realisieren. Am Ausgang stehen dann die Log-Likelihood-Ratios für das Informationssymbol, die mittels zweier Übertragungen desselben Informationssymbols ermittelt worden sind. Diese beiden Werte werden, wie es aus Fig. 8 ersichtlich ist, in einen Multiplexer 102 eingespeist, derart, daß ein Log-Likelihood-Ratio nach dem anderen in den Kanal-Decodierer 90 eingespeist wird, um dort die weiche Entscheidung beispielsweise mittels des Viterbi-Algorithmus durchführen zu können. Dies ist durch die einfache Verbindungslinie zwischen dem Multiplexer 102 und dem Kanal-Decodierer 90 wiedergegeben.

Im nachfolgenden wird beispielhaft auf die Signalkonstellation, die in Fig. 1 gezeigt ist, eingegangen, um die Ermittlung der Log-Likelihood-Ratios im Falle dieser "4-DAPSK" darzustellen. Die Phase kann einen der vier Zustände $\{0, \varphi/2, \varphi, 3\varphi/2\}$ einnehmen. Für die Amplitudengewichtungen existieren 4 $c(i)$, i aus $\{0, 1, 2, 3\}$, wobei für eine praktische Anwendung folgende c_i genommen werden können: $\{c(0), c(1), c(2), c(3)\} = \{0,18, 0,35, 0,53, 0,71\}$. Unter Verwendung der Definition, die in Gleichung 11 gegeben wurde, ergibt sich Gleichung 19, die in Analogie zu Gleichung 13 steht.

$$\lambda^{(i)}(k) = \ln \frac{\sum_{l-\text{tesBit}=1} f(r(k_1), r(k_2) / s(k_1), s(k_2), c^{(j)}, \varphi) \cdot \Pr\{c^{(j)}, \varphi\}}{\sum_{l-\text{tesBit}=0} f(r(k_1), r(k_2) / s(k_1), s(k_2), c^{(j)}, \varphi) \cdot \Pr\{c^{(j)}, \varphi\}} \quad (\text{Gl. 19})$$

Aufgrund der Tatsache, daß die Phase und die Amplitude voneinander unabhängige Variablen sind, kann Gleichung 14 analog geschrieben werden:

$$\Pr\{c^{(j)}, \varphi\} = \Pr\{c^{(j)}\} \cdot \Pr\{\varphi\} \quad (\text{Gl. 20})$$

Das Ergebnis für die Log-Likelihood-Ratios lautet ausgeschrieben folgendermaßen:

$$\lambda^{(l)}(k) = \ln \frac{\sum_{l-\text{tesBit}=1} f(r(k_1), r(k_2) / s(k_1), s(k_2), c^{(j)}, \varphi) \cdot \Pr\{c^{(j)}\} \cdot \Pr\{\varphi\}}{\sum_{l-\text{tesBit}=0} f(r(k_1), r(k_2) / s(k_1), s(k_2), c^{(j)}, \varphi) \cdot \Pr\{c^{(j)}\} \cdot \Pr\{\varphi\}} \quad (\text{Gl. 21})$$

Aus Gleichung 21 ist zu sehen, daß die Wahrscheinlichkeit $\Pr\{c^{(j)}\}$ für den Empfang einer bestimmten gewichteten Amplitude eine multiplikative Gewichtung für die Log-Likelihood-Ratios darstellt. Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion im Fall der dargestellten DQPSK wird daher berechnet aus der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für die DQPSK mit einer bestimmten Amplitude $c^{(j)}$, die dann mit $\Pr\{c^{(j)}\}$ im Nenner und im Zähler von Gleichung 21 multipliziert wird. Dies bedeutet, daß die einzelnen Amplituden durch eine Gewichtung entsprechend ihrer Wahrscheinlichkeiten in den Log-Likelihood-Ratios erscheinen. Analoge Gleichungen sind für das Signalkonstellationsdiagramm von Fig. 2 auf der Basis der obigen Herleitung herleitbar.

Zusammenfassend läßt sich festhalten, daß die vorliegende Erfindung im Zusammenhang mit einem Modulations/Demodulationsverfahren für die Träger einer Multiträgermodulation-Übertragung und im besonderen Fall einer OFDM nützlich ist. Zum einen wird eine Vergrößerung der Signalkonstellation erreicht, und zum anderen wird durch mehrfache Abbildung der Informationen auf die Träger ein "Mapping Diversity"-Gewinn erzielt. Für das "Mapping Diversity" wird somit jedes Informationsbit mindestens zweimal gesendet. Vorzugsweise ist der Zeitabstand zwischen dem Senden der gleichen Information groß. In diesem Fall können die beiden Ereignisse als statistisch unabhängig voneinander gelten. Wenn jedoch der Übertragungskanal selbst betrachtet wird, so wird auch ein kleinerer Zeitabstand, bei dem die beiden Sendevorgänge nicht vollständig voneinander statistisch unabhängig angesehen werden können, ebenfalls zu einer Erhöhung der De-

tektionszuverlässigkeit führen, wenn der Kanal nur kurzen zeitlichen Schwankungen unterworfen ist.

Das "Demapping" oder Demodulieren im Fall des "Mapping Diversity" kann sowohl im kohärenten (Fig. 7) als im inkohärenten (Fig. 8) Fall verwendet werden. Die Metrikberechnung im Fall von "Mapping Diversity" wird in zwei Schritten durchgeführt. Der erste Metrik wird zum Zeitpunkt k_1 berechnet und gespeichert. Zum Zeitpunkt k_2 wird dann die zweite Metrik berechnet und anschließend mit der ersten Metrik kombiniert, wobei diese Kombination vorzugsweise als Addition ausgeführt wird. Das Ergebnis der Metrikkombination wird dann zum Kanal-Decodierer im Empfänger weitergegeben.

Im nachfolgenden wird zum Verständnis kurz auf die Log-Likelihood-Ratios eingegangen, bzw. wie dieselben im Kanal-Decodierer 90 ausgewertet werden. Aus Gleichung 11 beispielsweise ist zu sehen, daß der Wertebereich entsprechend der Logarithmus-Funktion zwischen $-\infty$ bis $+\infty$ reicht. Wenn ein Log-Likelihood-Ratio einen sehr negativen Wert hat, bedeutet dies, daß die Wahrscheinlichkeit, daß ein Bit eine 1 hat, sehr gering ist, und daß die Wahrscheinlichkeit, daß ein Bit eine 0 hat, sehr groß ist. In diesem Fall kann somit eine sehr sichere Entscheidung getroffen werden, daß das betrachtete Bit eben 0 ist. Wenn das Log-Likelihood-Ratio einen sehr großen Wert einnimmt, d. h. wenn das Argument des Logarithmus sehr groß wird, ist zu sehen, daß die Wahrscheinlichkeit, daß ein Bit 1 ist, eher groß ist, während die Wahrscheinlichkeit, daß ein Bit 0 ist, sehr gering ist. Dann kann eine sehr sichere Entscheidung getroffen werden, daß das Bit eine 1 hat. Für die weitere Decodierung im Kanal-Decodierer 90 werden daher die Bits $b(0)$, $b(1)$ durch die entsprechenden Log-Likelihood-Ratios ersetzt. Eine Auswertung der Log-Likelihood-Ratios könnte beispielsweise derart durchgeführt werden, daß festgelegt wird, daß alles, was unter 0,5 liegt, eine 0 ist, und daß alles, was über 0,5 liegt, eine 1 ist. Bereits wenn die Log-Likelihood-Ratios größer als 1

sind, kann davon gesprochen werden, daß eine sichere 1 vorliegt, während ein Wert unter 1 eine wenig sichere 1 darstellt.

Zur detaillierteren Erläuterung des in Fig. 5 dargestellten Senders gemäß einem Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung sei nun Fig. 11 betrachtet. Fig. 11 zeigt wie Fig. 5 den ersten Mapper 52, den demselben nachgeschalteten zweiten Mapper 54 und einen Serien-Parallel-Wandler 53a. Wenn der Fall des Sendens von zwei Sendesymbolen, die sich auf dasselbe Informationssymbol beziehen, betrachtet wird, erzeugen die beiden Mapper zunächst das erste Sendesymbol $b^1b^0c^0$ und dann das zweite Sendesymbol $b^1b^0c^1$. Diese beiden Sendesymbole werden seriell erzeugt und dann durch 53a parallelisiert. Das erste Sendesymbol läuft dann direkt in einen Parallel-Seriell-Wandler 53b, während das zweite Sendesymbol in einen Zeit-Interleaver eingespeist wird, um das Senden des zweiten Sendesymbols zu einem späteren Zeitpunkt zu erreichen. Der Zeit-Interleaver fügt das in denselben eingespeiste Sendesymbol nach einer vorzugsweise fest eingestellten Zeitdauer in den Sendebitstrom vor dem Differenz-Codierer 10, 12, 14 ein. Der Zeit-Interleaver kann ausgestaltet sein, um das zweite Sendesymbol zu einem späteren Zeitpunkt für denselben Träger wie beim ersten Sendesymbol vorzusehen, oder vorzugsweise einen anderen Träger zu nehmen, wie es bereits ausgeführt wurde.

Aus Fig. 11 wird ferner deutlich, daß bei einem bevorzugten Ausführungsbeispiel des erfindungsgemäßen Senders die Gewichtsreihenfolge fest eingestellt ist. Dies bedeutet, daß das erste Sendesymbol immer die Gewichtung $c(0)$ hat, daß das zweite Sendesymbol immer die Gewichtung $c(1)$ hat, daß das dritte Sendesymbol immer die Gewichtung $c(2)$ hat, usw. Dies hat den Vorteil, daß der Empfänger bereits von vorneherein Kenntnis davon hat, welche Gewichtung ein empfangenes Symbol haben sollte, da die Gewichtsreihenfolge vorzugsweise fest vorgegeben ist.

Fig. 12 zeigt eine etwas detailliertere Darstellung des erfindungsgemäßen Empfängers aus Fig. 7 bzw. Fig. 8. Fig. 12 ist auch Fig. 9 ähnlich. Dem Differenz-Decodierer ist ein Serien-Parallel-Wandler 65 nachgeschaltet. Dieser speist zum einen die erste Metrikberechnungseinrichtung 96a und zum anderen einen Zeit-Deinterleaver 97, der die durch den Zeit-Interleaver 55 eingeführte zeitliche und optional kanalmäßige Verschachtelung wieder rückgängig macht. Dem Zeit-Deinterleaver 97 nachgeschaltet ist die zweite Metrikberechnungseinrichtung 96b. Die Metrikkombination wird bevorzugterweise durch Addition der zwei Einzel-Verhältnisse in der Metrikkombinationseinrichtung 100 ausgeführt, wie es bereits detailliert ausgeführt wurde.

Der Viterbi-Decodierer, der vorzugsweise in dem Kanaldecodierer enthalten ist, nimmt die beiden Ausgangssignale der Einrichtung 100 als Eingabe und berechnet die Metrik von einem Anfangszustand zu einem Endzustand in einem Trellisdiagramm. Der Weg mit maximaler Metrik ergibt dann neben der geschätzten Codefolge auch zugleich die geschätzte Informationsfolge. Im kohärenten Fall, in dem keine Log-Likelihood-Verhältnisse verwendet werden, werden die Empfangssignale zum Zeitpunkt k_1 und k_2 vor dem Eingang des Viterbi-Decodierers vorzugsweise addiert. Dies wird auch als Maximum Ratio Combining (MRC) bezeichnet.

Bezüglich der Kanaleigenschaften sei noch folgendes angemerkt. Selbstverständlich ist beim Senden der Kanal an sich unbekannt. Es ist jedoch notwendig, daß derselbe im Empfänger geschätzt wird. Diese Schätzung wird bei jeder praktischen Implementation anders ausfallen, da die Kanalschätzung vom System, vom Aufbau und von der verwendeten Kanalart abhängt. Bezüglich des Kanalrauschens wird primär das additive weiße Gauß'sche Rauschen (AWGN) betrachtet. Dabei ist zum einen die Verteilung des Rauschens und zum anderen das Verhältnis vom Signalpegel zum Rauschpegel bekannt. Diese Informationen wer-

den im Kanal-Decodierer für die weitere Decodierung benutzt. Wenn ein Faltungscode im Sender benutzt wird, wird ein Viterbi-Decodierer, wie es bereits öfters erwähnt wurde, im Empfänger verwendet. Für eine praktische Implementierung ist $1/\sigma_n^2$ für alle Metrikinkremente identisch und damit für die Decodierung im Viterbi-Decodierer irrelevant. Wie es bereits auf Fig. 10 ersichtlich ist, kann daher $1/\sigma_n^2$ ohne Verlust vernachlässigt werden.

Patentansprüche

1. Verfahren zum Senden von Informationssymbolen mit einer Mehrzahl von Trägern mit folgenden Schritten:

Erzeugen (52, 54) eines ersten Sendesymbols aus einem Informationssymbol;

Erzeugen (52, 54) eines zweiten Sendesymbols aus dem gleichen Informationssymbol, wobei sich das zweite Sendesymbol von dem ersten Sendesymbol unterscheidet;

Modulieren (56) des ersten Sendesymbols auf einen Träger und Senden (62) des mit dem ersten Sendesymbol modulierten Trägers zu einem ersten Zeitpunkt (k_1); und

Modulieren des zweiten Sendesymbols auf einen Träger und Senden (62) des mit dem zweiten Sendesymbol modulierten Trägers zu einem zweiten Zeitpunkt (k_2), wobei der zweite Zeitpunkt zeitlich nach dem ersten Zeitpunkt liegt.

2. Verfahren zum Senden von Informationssymbolen mit einer Mehrzahl von Trägern, mit folgenden Merkmalen:

Erzeugen (52, 54) eines ersten Sendesymbols aus einem Informationssymbol;

Erzeugen (52, 54) eines zweiten Sendesymbols aus dem gleichen Informationssymbol, wobei sich das zweite Sendesymbol von dem ersten Sendesymbol unterscheidet;

Erzeugen (10, 12, 14) einer Differenz zwischen dem ersten Sendesymbol und einem demselben zeitlich vorausgehenden Sendesymbol, um ein erstes Differenzsymbol zu erhalten;

Erzeugen (10, 12, 14) einer Differenz zwischen dem zweiten Sendesymbol und einem demselben zeitlich vorausgehenden

den Sendesymbol, um ein zweites Differenzsymbol zu erhalten;

Modulieren (56) des ersten Differenzsymbols auf einen Träger und Senden (62) des mit dem ersten Differenzsymbol modulierten Trägers zu einem ersten Zeitpunkt (k_1); und

Modulieren des zweiten Differenzsymbols auf einen Träger und Senden (62) des mit dem zweiten Differenzsymbol modulierten Trägers zu einem zweiten Zeitpunkt (k_2), wobei der zweite Zeitpunkt zeitlich nach dem ersten Zeitpunkt liegt.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, bei dem sich der mit dem ersten Sendesymbol bzw. Differenzsymbol modulierte Träger von dem mit dem zweiten Sendesymbol bzw. Differenzsymbol modulierten Träger unterscheidet.
4. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die Zeitspanne zwischen dem ersten Zeitpunkt (k_1) und dem zweiten Zeitpunkt (k_2) derart lang ist, daß Übertragungen der mit den beiden Sendesymbolen bzw. Differenzsymbolen modulierten Träger über einen Übertragungskanal statistisch voneinander unabhängig sind.
5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem das erste Sendesymbol einen einer vordefinierten Anzahl von Phasenzuständen in der komplexen Ebene einnehmen kann, und

bei dem das zweite Sendesymbol den gleichen Phasenzustand in der komplexen Ebene wie das erste Sendesymbol einnimmt, aber einen unterschiedlichen Amplitudenzustand aufweist.

6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4,

bei dem das erste Sendesymbol einen einer vordefinierten Anzahl von Phasenzuständen in der komplexen Ebene einnehmen kann, und

bei dem das zweite Sendesymbol einen anderen Phasenzustand der komplexen Ebene wie das erste Sendesymbol einnimmt.

7. Verfahren nach Anspruch 2, bei dem neben dem ersten und dem zweiten Sendesymbol zwei weitere Sendesymbole zu unterschiedlichen Zeitpunkten übertragen werden, die den gleichen Phasenzustand aus einer Anzahl von vier Phasenzuständen in der komplexen Ebene aber zueinander unterschiedliche Amplituden aus jeweils vier vorgegebenen Amplituden haben.
8. Verfahren nach Anspruch 7, bei dem vor dem Schritt des Modulierens (56) eine Phasenzuweisung (16) zu einem binären Symbol ausgeführt wird, und bei dem der Schritt des Modulierens (56) den Schritt des inversen Frequenztransformierens der Mehrzahl von phasenumgetasteten Träger in den komplexen Zeitbereich umfaßt.
9. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem N verschiedene Träger, N Informationssymbole, N erste Sendesymbole und N zweite Sendesymbole vorhanden sind, bei dem ein Mehrträgermodulations-Symbol (MCM-Symbol) das Resultat einer inversen Fouriertransformation der mit den Sendesymbolen bzw. Differenzsymbolen beaufschlagten N Träger umfaßt, und

bei dem ein MCM-Frame eine Mehrzahl von MCM-Symbolen aufweist.
10. Verfahren nach Anspruch 9, bei dem die N zweiten Sendesymbole, die den N Informationssymbolen entsprechen, zeitlich über mehrere MCM-Frames verteilt sind.

14.06.99

11. Verfahren zum Empfangen von Informationssymbolen, die mittels einer Mehrzahl von Trägern übertragen werden, wobei ein Informationssymbol durch ein erstes und ein zweites unterschiedliches Sendesymbol dargestellt ist, die zu unterschiedlichen Zeitpunkten empfangen werden, mit folgenden Schritten:

Demodulieren (84) eines ersten Trägers, um ein erstes empfangenes Sendesymbol zu erhalten, zu einem ersten Zeitpunkt (k_1);

Speichern (98) des ersten empfangenen Sendesymbols bzw. von Informationen, die auf das erste empfangene Sendesymbol hinweisen;

Demodulieren (84) eines weiteren Trägers zu einem zweiten Zeitpunkt (k_2), um ein zweites empfangenes Sendesymbol zu erhalten; und

Verwenden des gespeicherten ersten empfangenen Sendesymbols bzw. der Informationen, die auf das erste empfangene Sendesymbol hinweisen, und des zweiten empfangenen Sendesymbols, um das Informationssymbol, das beiden empfangenen Sendesymbolen zugrunde liegt, zu ermitteln.

12. Verfahren nach Anspruch 11, bei dem der eine Träger und der weitere Träger voneinander unterschiedlich sind.
13. Verfahren nach Anspruch 11 oder 12, bei dem die Sendesymbole Differenz-codiert sind, wobei ein Informationssymbol durch eine Differenz zweier zeitlich benachbarter Sendesymbole dargestellt ist, das ferner folgende Schritte aufweist:

11 08.05.99

Schätzen (86) der Phasen des ersten empfangenen Sendesymbols und eines dem ersten empfangenen Sendesymbol zeitlich vorausgehenden empfangenen Sendesymbols;

Bilden der Differenz der geschätzten Phasen, um eine erste empfangene Phasendifferenz zu erhalten, die auf das Informationssymbol hinweist;

Durchführen der Schritte des Schätzens und des Bildens der Differenz für das zweite empfangene Sendesymbol, um eine zweite empfangene Phasendifferenz zu erhalten, die auf das gleiche Informationssymbol hinweist;

Durchführen einer weichen Entscheidung aufgrund sowohl der ersten als auch der zweiten empfangenen Phasendifferenz, um einen ersten und einen zweiten Wert für das Informationssymbol zu erhalten; und

Bestimmen des Informationssymbols aus dem ersten und/oder zweiten Wert.

14. Verfahren nach Anspruch 13, bei dem statt des Schritts des Durchführens einer weichen Entscheidung folgender Schritt durchgeführt wird:

Durchführen einer harten Entscheidung aufgrund sowohl der ersten als auch der zweiten empfangenen Phasendifferenz, um einen ersten und zweiten Wert für das Informationssymbol zu erhalten.

15. Verfahren nach Anspruch 13 oder 14, bei dem im Schritt des Bestimmens der Wert stärker berücksichtigt wird, bei dem die Amplituden seiner zugrunde liegenden empfangenen Sendesymbole, aus denen die Phasendifferenz bestimmt wurde, näher an einer vorbestimmten Schwelle lagen.

16. Verfahren nach Anspruch 11 oder 12, bei dem die Sendesymbole Differenz-codiert sind, wobei ein Informationssymbol durch eine Differenz zweier zeitlich benachbarter Sendesymbole dargestellt ist, das ferner folgende Schritte aufweist:

Multiplizieren eines ersten Empfangssymbols mit dem konjugiert komplexen Wert eines zeitlich vorausgehenden Empfangssymbols;

Multiplizieren eines zweiten Empfangssymbols mit dem konjugiert komplexen Wert seines zeitlich vorausgehenden Empfangssymbols;

Berechnen der Log-Likelihood-Ratios für jedes der Multiplikationsergebnisse; und

Bestimmen des Informationssymbols aus den ersten und zweiten Log-Likelihood-Ratios.

17. Verfahren nach Anspruch 16, bei dem im Schritt des Bestimmens die Log-Likelihood-Ratios stärker berücksichtigt werden, deren zugrunde liegendes Multiplikationsergebnis einen höheren Betrag hatte.
18. Verfahren nach Anspruch 16, bei dem im Schritt des Bestimmens die Log-Likelihood-Ratios beider Multiplikationsergebnisse addiert werden, um für jedes Bit des Informationssymbols ein Log-Likelihood-Ratio zu erhalten.
19. Verfahren nach einem der Ansprüche 16 bis 18, bei dem die Log-Likelihood-Ratios für die Bits des Informationssymbols einem Viterbi-Decodieralgorithmus zugeführt werden, um die Bits des Informationssymbols im Empfänger zu bestimmen.

20. Vorrichtung zum Senden von Informationssymbolen mittels einer Mehrzahl von Trägern, mit folgenden Merkmalen:

einer Einrichtung (52, 54) zum Erzeugen eines ersten und eines zweiten Sendesymbols aufgrund eines einzigen Informationssymbols, wobei sich das erste und das zweite Sendesymbol voneinander unterscheiden;

einer Einrichtung (56) zum Modulieren des ersten und des zweiten Sendesymbols auf einen ersten und einen zweiten Träger; und

einer Einrichtung (62) zum Senden des modulierten ersten Sendesymbols zu einem ersten Zeitpunkt (k_1) und des modulierten zweiten Sendesymbols zu einem zweiten Zeitpunkt (k_2), wobei der zweite Zeitpunkt zeitlich nach dem ersten Zeitpunkt liegt.

21. Vorrichtung nach Anspruch 20, bei dem der erste Träger und der zweite Träger voneinander unterschiedlich sind.

22. Vorrichtung nach Anspruch 20 oder 21, bei dem die Einrichtung (52, 54) zum Erzeugen ferner folgende Merkmale aufweist:

eine Gruppierungseinrichtung (52) zum Gruppieren einer Mehrzahl von Bits, um ein Informationssymbol zu bilden; und

eine Änderungseinrichtung (54) zum Ändern des ersten und/oder zweiten Sendesymbols unabhängig von einer Information, die durch das Informationssymbol repräsentiert ist.

23. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 20 bis 22, bei der die Einrichtung (52, 54) zum Erzeugen mehr als zwei Sen-

desymbole erzeugt, die sich untereinander unterscheiden;
und

bei der die Einrichtung (56) zum Modulieren mehr als zwei
Sendesymbole auf jeweilige Träger moduliert; und

bei der die Einrichtung (62) zum Senden die mehr als zwei
Sendesymbole zu jeweils unterschiedlichen Zeitpunkten
sendet.

24. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 20 bis 23, die ferner folgende Merkmale aufweist:

eine Differenz-Codiereinrichtung (10, 12, 14) zum Erzeugen von Differenzsymbolen zwischen den Sendesymbolen und den jeweils zeitlich vorausgehenden Sendesymbolen.

25. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 20 bis 24, die ferner folgende Merkmale aufweisen:

eine Einrichtung (16) zum Zuordnen der zu modulierenden Symbole zu einem Phasenwert aus einer vordefinierten Anzahl (M) von Phasenwerten.

26. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 20 bis 25, bei der die Einrichtung (56) zum Modulieren eine inverse schnelle Fouriertransformation zum parallelen Modulieren einer Vielzahl von Sendesymbolen bzw. Differenzsymbolen auf die Vielzahl von Trägern umfaßt, um ein MCM-Symbol zu erzeugen.

27. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 20 bis 26, die ferner folgende Merkmale aufweist:

eine Kanalcodiereinrichtung (50) zum Faltungscodieren von Informationswörtern, um Bits für die Informationssymbole zu erzeugen.

28. Vorrichtung nach Anspruch 26 oder 27, die ferner folgende Merkmale aufweist:

eine Einrichtung (58) zum Einfügen eines Schutzintervalls zwischen zwei MCM-Symbole; und

eine Einrichtung (60) zum Einfügen einer Synchronisationssequenz, um einen MCM-Frame zu bilden.

29. Vorrichtung nach Anspruch 28, die ferner folgende Merkmale aufweist:

eine Einrichtung (62) zum Modulieren eines MCM-Frames auf einen HF-Träger; und

eine Antenne (62) zum Senden des modulierten HF-Trägers.

30. Vorrichtung zum Empfangen von Informationssymbolen, die mittels einer Mehrzahl von Trägern übertragen werden, wobei ein Informationssymbol durch ein erstes und ein zweites unterschiedliches Sendesymbol, die zu unterschiedlichen Zeitpunkten empfangen werden, dargestellt ist, mit folgenden Merkmalen:

einer Einrichtung (84) zum Demodulieren der modulierten Träger zu jeweiligen Zeitpunkten (k_1 , k_2), um ein erstes und ein zweites empfangenes Sendesymbol zu erhalten; und

einer Einrichtung (90, 96; 96, 100) zum Verwenden der beiden empfangenen Sendesymbole, um das Informationssymbol, das den beiden empfangenen Sendesymbolen zugrunde liegt, zu ermitteln.

31. Vorrichtung nach Anspruch 30, bei der die Einrichtung zum Verwenden ferner folgende Merkmale aufweist:

11.08.99

eine Differenz-Decodiereinrichtung (88, 90; 90, 92, 94) zum Bilden einer Phasendifferenz zwischen zwei zeitlich aufeinanderfolgende demodulierten empfangenen Sendesymbolen.

32. Vorrichtung nach Anspruch 31, bei der die Differenz-Decodiereinrichtung (90, 92, 94) eine Multiplikationseinrichtung (92), eine Verzögerungseinrichtung (90) und eine Einrichtung (94) zum Bilden eines konjugiert komplexen Wertes aufweist.

33. Vorrichtung nach Anspruch 31, bei der die Einrichtung zum Verwenden ferner folgende Merkmale aufweist:

eine Einrichtung (96a, 96b) zum Berechnen der Log-Likelihood-Ratios für die Multiplikationsergebnisse; und

eine Einrichtung (100) zum Kombinieren der Log-Likelihood-Ratios der Multiplikationsergebnisse, die sich auf die beiden empfangenen Sendesymbole beziehen, um das Informationssymbol zu erhalten.

34. Vorrichtung nach Anspruch 33, bei der die Einrichtung zum Kombinieren (100) angeordnet ist, um die Log-Likelihood-Ratios, die sich auf das erste und das zweite empfangene Sendesymbol beziehen, zu addieren, wobei die Vorrichtung ferner folgendes Merkmal aufweist:

eine Kanaldecodiereinrichtung (90), die einen Viterbi-Decodierer umfaßt.

35. Vorrichtung nach Anspruch 30, bei der ein Informationssymbol durch eine Differenz zwischen dem ersten Symbol und dem zeitlich vorausgehenden Sendesymbol sowie durch eine Differenz zwischen dem zweiten Sendesymbol und dem zeitlich vorausgehenden Sendesymbol übertragen wird, die ferner folgende Merkmale aufweist:

eine Einrichtung (86) zum Schätzen der Phase jedes empfangenen Sendesymbols; und

eine Einrichtung (88, 90) zum Bilden der Differenz zwischen der Phase des empfangenen Sendesymbols und der Phase des zeitlich vorausgehenden empfangenen Sendesymbols, um einen empfangenen Phasendifferenzwert für jedes Sendesymbol zu erhalten.

36. Vorrichtung nach Anspruch 35, bei der die Einrichtung zum Verwenden ferner folgende Merkmale aufweist:

eine Einrichtung (90) um Erhalten des Informationssymbols durch weiche Entscheidung aufgrund des empfangenen Phasendifferenzwerts mittels eines Viterbi-Algorithmus.

37. Vorrichtung nach Anspruch 35, bei der die Einrichtung zum Verwenden ferner folgende Merkmale aufweist:

eine Schwellenentscheidungseinrichtung zum Erhalten des Informationssymbols zum Vergleichen der empfangenen Phasendifferenzwerte für das erste und das zweite empfangene Sendesymbol mit einer harten Schwelle; und

eine Einrichtung zum Kombinieren der Ergebnisse der Schwellenentscheidungseinrichtung für das erste und das zweite empfangene Sendesymbol, um das Informationssymbol zu erhalten.

14.08.99

**Verfahren und Vorrichtung zum Senden von Informationssymbolen
mittels einer Mehrzahl von Trägern und Verfahren und Vorrich-
tung zum Empfangen von Informationssymbolen**

Zusammenfassung

Bei einem Verfahren und einer Vorrichtung zum Senden von Informationssymbolen mittels einer Mehrzahl von Trägern wird ein erstes Sendesymbol aus einem Informationssymbol erzeugt. Ferner wird ein zweites Sendesymbol aus dem gleichen Informationssymbol erzeugt, wobei sich das zweite Sendesymbol von dem ersten Sendesymbol unterscheidet. Das erste und das zweite Sendesymbol werden auf Träger moduliert und zu unterschiedlichen Zeitpunkten gesendet. Verfahren und Vorrichtungen zum Empfangen von Informationssymbolen, die durch das erste und das zweite Sendesymbol dargestellt sind, verwenden beide empfangenen Sendesymbole, um auf das beiden Sendesymbolen zugrunde liegende Informationssymbol schließen zu können. Bei einem inkohärenten Empfänger werden Log-Likelihood-Ratios für beide empfangenen Sendesymbole berechnet und kombiniert, um mittels eines Kanal-Decodierers eine sichere Entscheidung treffen zu können. Zur Erzeugung der zwei unterschiedlichen Sendesymbole, die sich beide auf dasselbe Informationssymbol beziehen, wird die Signalkonstellation der Modulationsart, z. B. DQPSK, erweitert, ohne durch die Erweiterung jedoch Nutzinformationen zu übertragen.

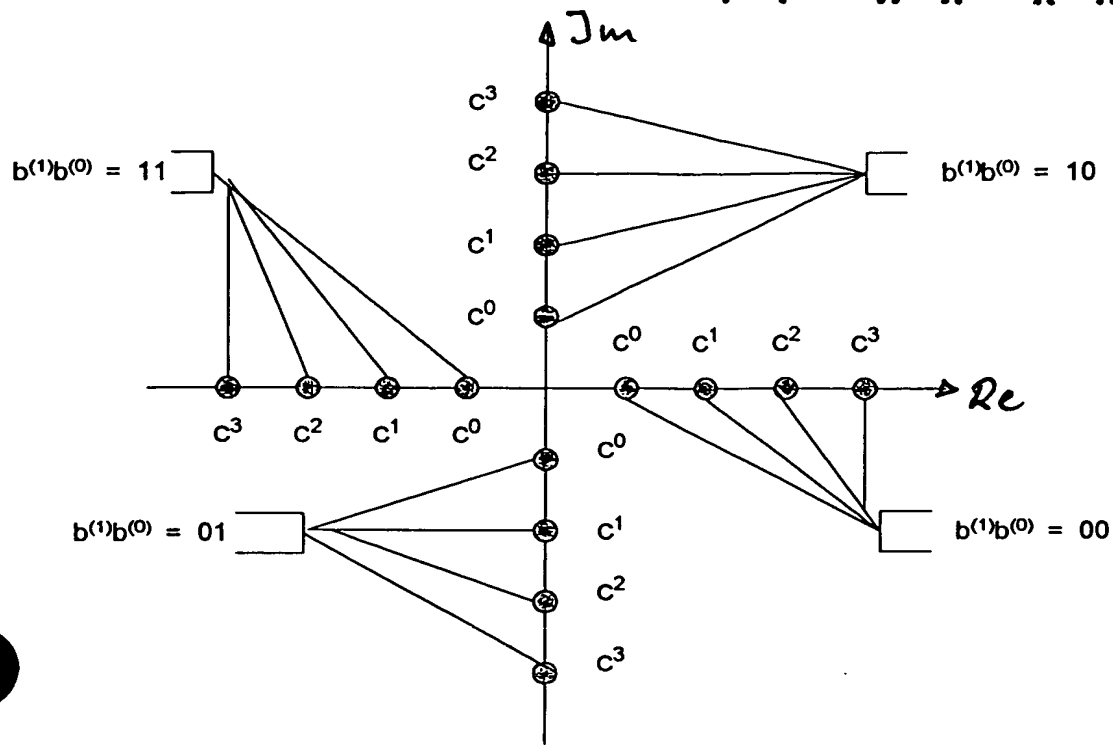


Fig. 1

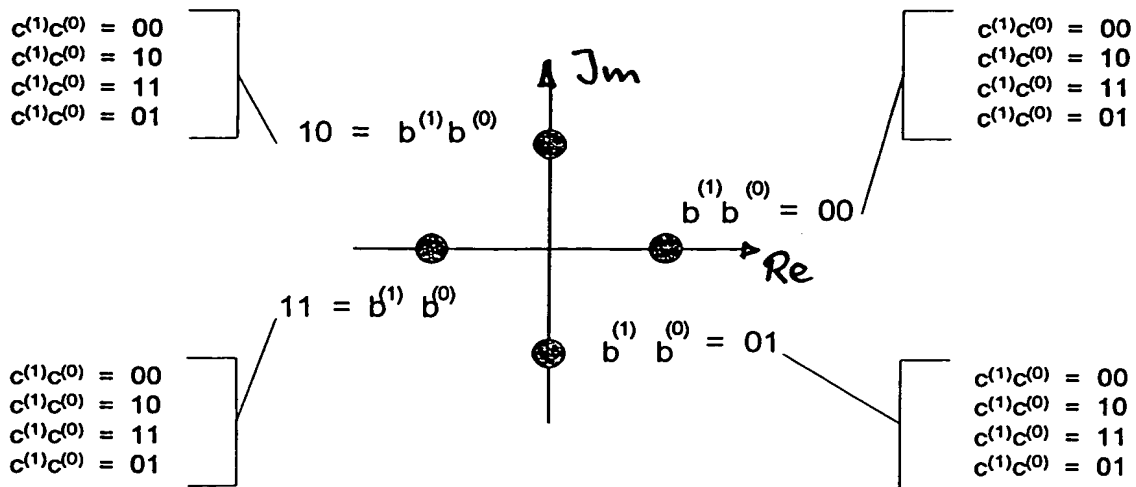


Fig. 2

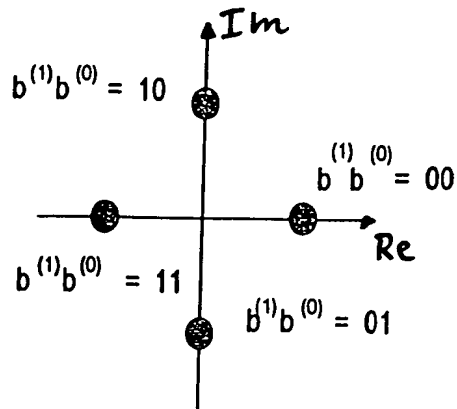


Fig. 3

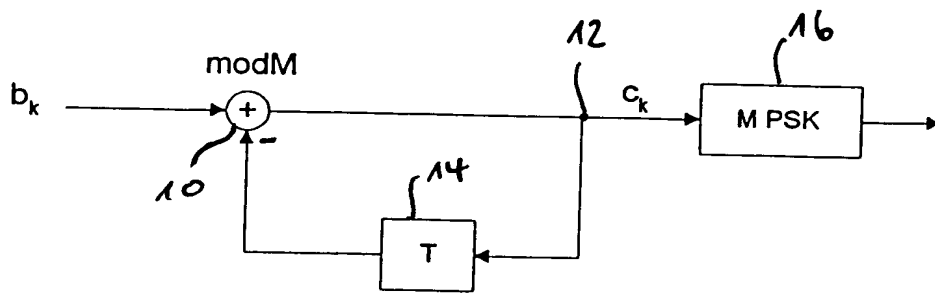


Fig. 4

14.08.99

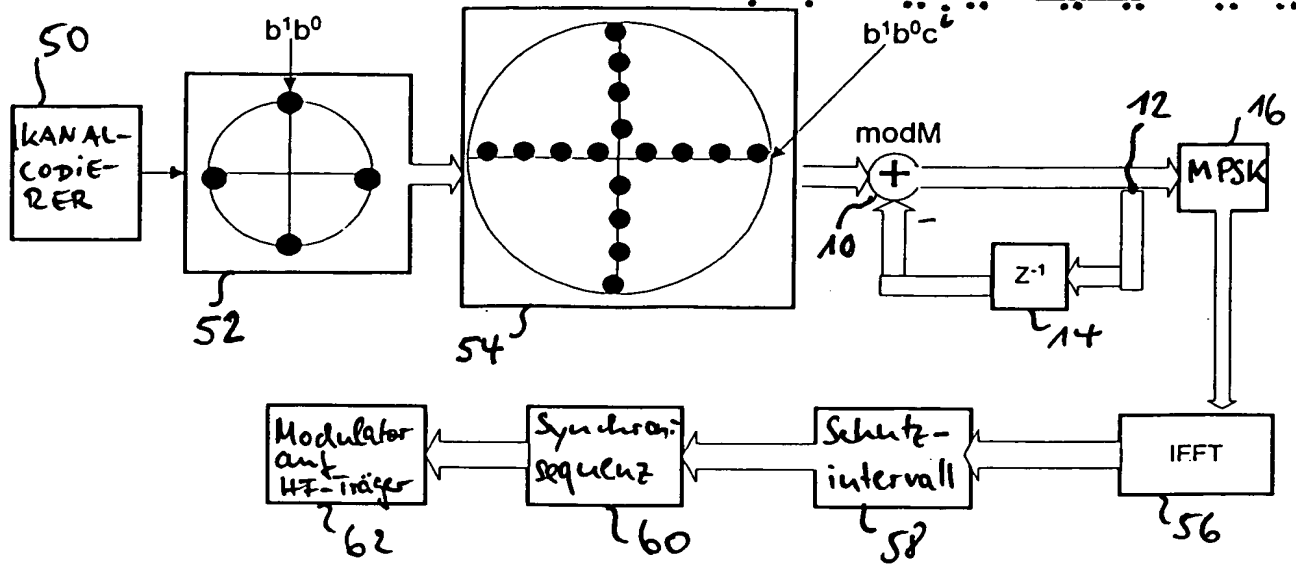


Fig. 5

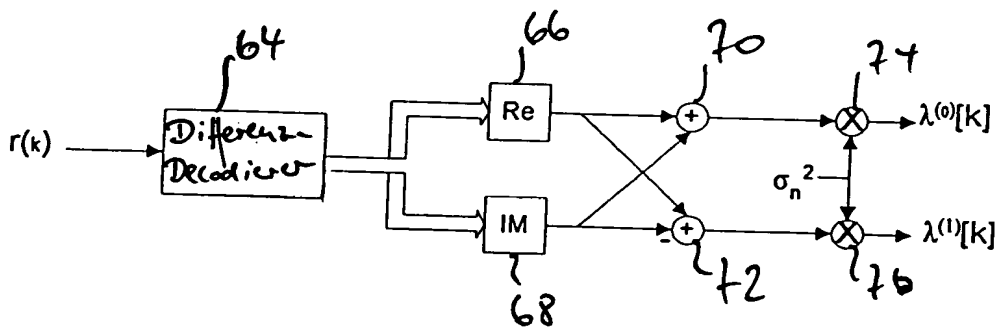


Fig. 6

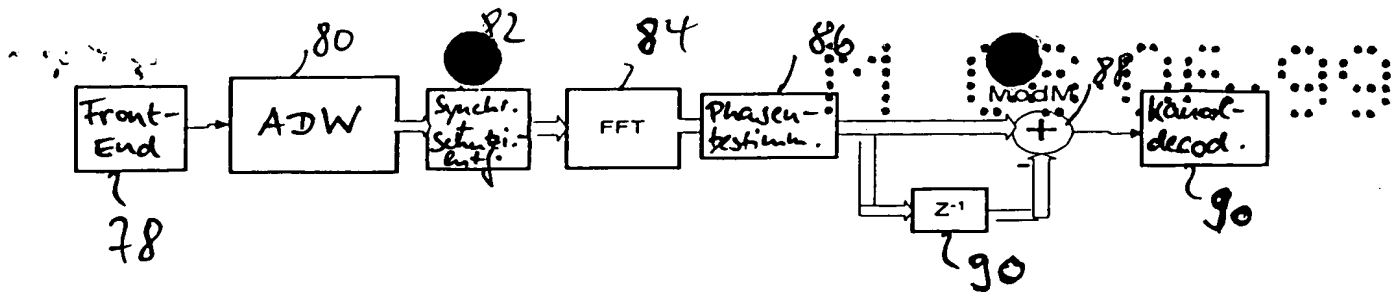


Fig. 7

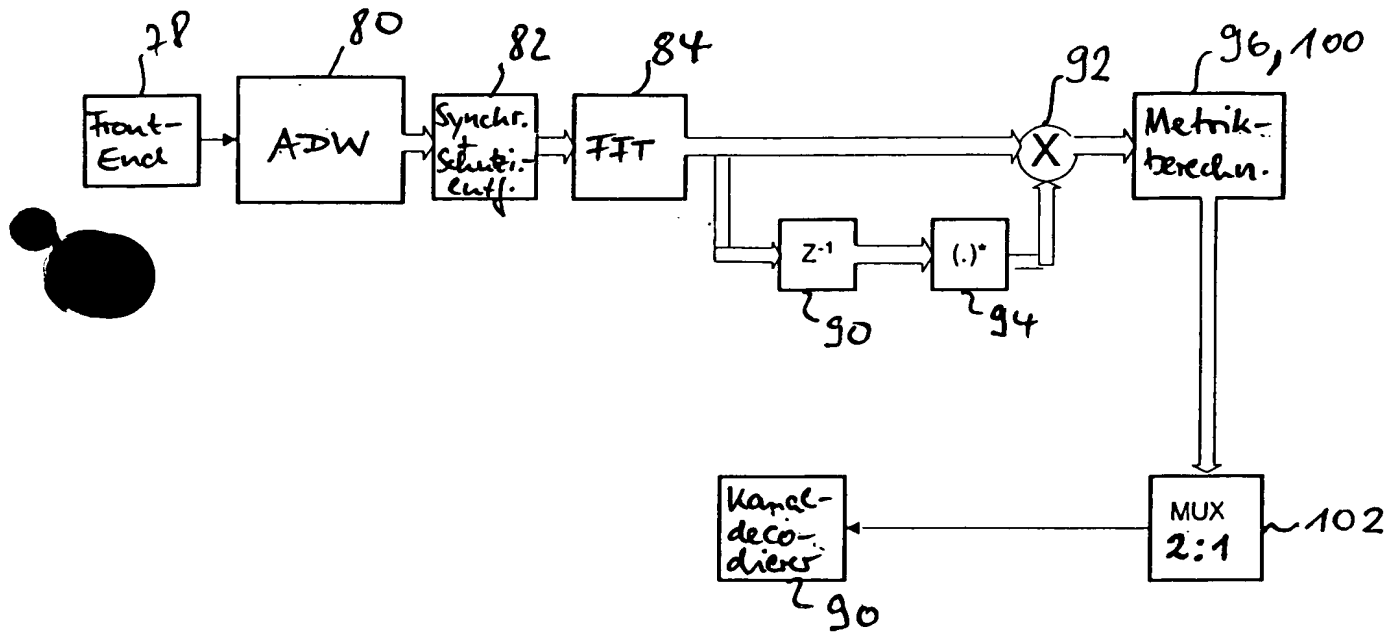


Fig. 8

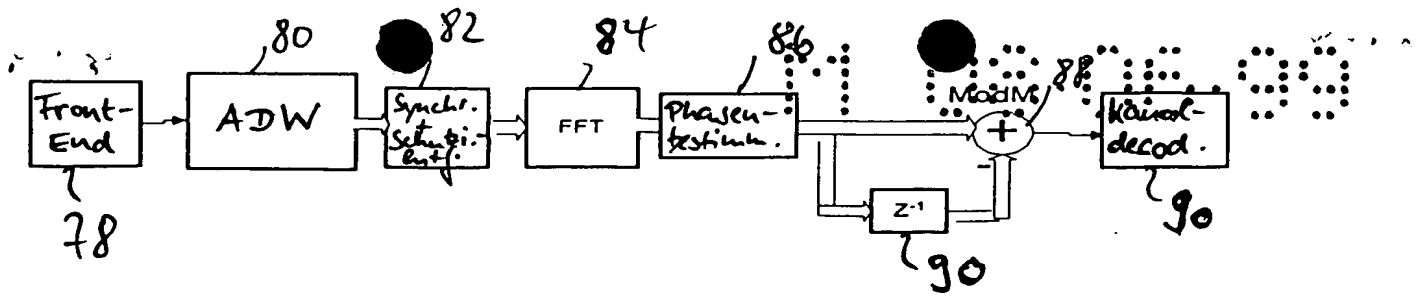


Fig. 7

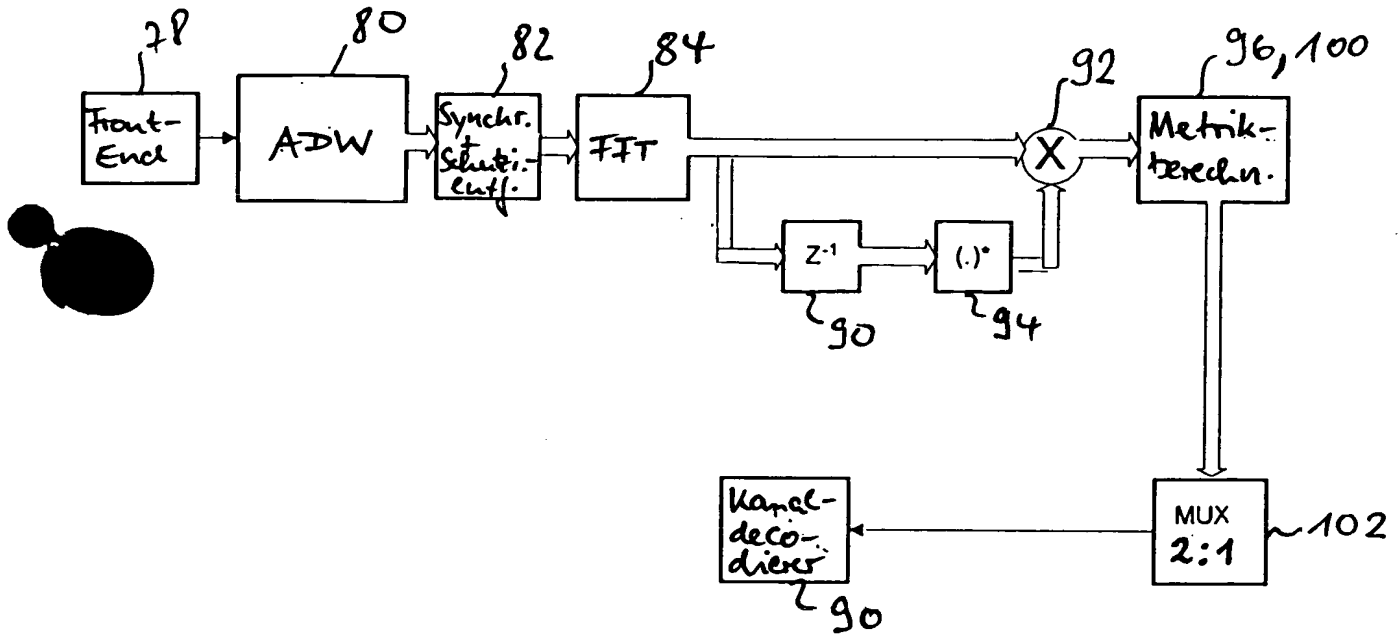


Fig. 8